ELETTRONICA

LA RIVISTA DI ELETTRONICA APPLICATA, TECNOLOGIE E PRODOTTI

237

MARZO 2005 - ANNO 21 - € 4,50

AI INTELLIGENZA ARTIFICIALE

ALLA SCOPERTA DEGLI ALGORITMI CHE LA GOVERNANO E DELLA LORO IMPLEMENTAZIONE

SPECIALE

Progettazione e realizzazione di un filtro ADSL centralizzato

ELETTRONICANDO

3ª puntata

I PRIMI CIRCUITI

Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. in L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano
In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

ISSN 1591-2272

PRATICA

Laser disco scanner a diodo laser rosso

Un crepuscolare senza trasformatore e senza relè

Il sistema DCC
il modulo di comando

TEORIA

Vitamina C:
Implementazioni di strutture dati dinamiche

Alimentatori switching:
Perdite nei diodi e tipologia "inverting"

Amplificatori operazionali dalla A alla Z
Generalità sull'op-amp
Il guadagno ad anello aperto

www.farelettronica.com

INWARE EDIZIONI

Note dalla redazione

Tiziano Galizia
t.galizia@farelettronica.com

Stupido telecomando...

Possiedo un bellissimo impianto satellitare che riceve i segnali di due diversi satelliti, il risultato di cotanta tecnologia è circa 1500 canali TV e radio tra i quali scegliere. Tra questi, eliminando quelli ai quali non posso accedere perché non abilitato, solo un centinaio sono quelli che destano il mio interesse.
Dopo aver rinunciato all'idea di richiamare il canale digitandone il numero sulla tastiera (non ricordo il codice del mio Bancomat figuriamoci i codici dei canali TV), mi sono rassegnato a scorrere avanti e indietro la lista cercando il canale che valga la pena di essere guardato. È vero li ho divisi in gruppi, ma rimane pur sempre una scocciatura.
Sarebbe bello che il mio telecomando fosse dotato di *intelligenza artificiale* (**AI** - **A**rtificial **I**ntelligence) e quindi imparasse quali sono i canali che preferisco guardare giornalmente e a determinate ore, proponendo per primi, nella lista, quelli di mio gusto.
Non solo, sarebbe ancora meglio se riconoscesse chi lo sta usando comportandosi di conseguenza.
Di AI si parla ormai da decenni, ma ad oggi rimane una tecnologia ancora lontana dall'elettronica di consumo.
A me piacerebbe possedere un frigorifero che impara quello che consumiamo più spesso, segnalandomi in anticipo cosa acquistare, tenendo conto anche delle date di scadenza, evitando così lo spreco dei prodotti che scadono perché acquistati in quantità superiore alle necessità familiari.
Ma cos'è l'Intelligenza artificiale, quali sono gli algoritmi che la governano e come implementarli nelle nostre applicazioni?
A queste ed altre domande potete trovare risposta nella bellissima serie di articoli dedicati a questo argomento, a partire dal numero che state per leggere.
Un numero come al solito molto interessante nel quale troverete, oltre ai progetti pratici, anche le nuove puntate di *Alimentatori Switching*, *Sistema DCC*, *Vitamina C* ed *Elettronicando*, oltre alla prima puntata di *Operazionali dalla A alla Z*, una trattazione che vi guiderà alla scoperta di questi insostituibili dispositivi.
Per ultimo vi segnalo la nuova rubrica *Prima Pagina* che sostituisce la vecchia *News*.

Concludo quindi augurandovi una piacevole lettura e rinnovandovi l'appuntamento in edicola ad **Aprile** con un numero tutto speciale nel quale troverete un bellissimo **CD in allegato**.
Non mancate!

www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE:
Antonio Cirella

DIRETTORE DI REDAZIONE:
Tiziano Galizia

DIRETTORE TECNICO:
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO:
Nico Grilloni, Antonio Cecere, Riccardo Nicoletti, Antonio Di Stefano, Corrado D'Achille, Andrea Marani, Romano Bernarducci, Enrico Raffone.

DIREZIONE - REDAZIONE - PUBBLICITÁ:
INWARE srl - Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)
Tel. 02.66504794 - 02.66504755
Fax 02.66508225
info@inware.it - www.inwaredizioni.it

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE:
Graficonsult - Milano

STAMPA:
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20
20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE:
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23
20134, Milano

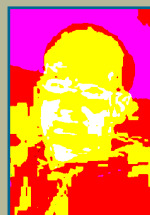
UFFICIO ABBONAMENTI
PARRINI & C. S.p.a.
Servizio abbonamenti
Viale Forlanini, 23 - 20134 Milano
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@farelettronica.com
Tel. 02.66504794 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a.
Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 39,00
Abbonamento per l'estero: € 99,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.
Iscrizione al R.O.C. n. 11035 19/11/2003

Note dall'editore

Antonio Cirella
a.cirella@farelettronica.com

Connessioni e collegamenti

Si può certo dire che il "plug-and-play" come lo conosciamo oggi vide la luce verso la metà della decade scorsa, grazie all'innovativo protocollo *USB*. Generazioni di nuovi dispositivi poterono presto avvalersi di data transfer fino a 12Mbps, per la prima volta su un unico bus, grazie all'innovativa architettura hub.
Quasi contemporaneamente, *Apple Computer* e *Texas Instruments* ratificarono lo standard FireWire, molto più adatto di quello USB per i dispositivi a largo consumo di banda. Grazie a data transfer da 100 Mbps a 400 Mbps, FireWire lasciò al palo USB, relegato a protocollo di mero "collegamento" di periferiche di base come mouse, joystick, tastiere e stampanti.
Bisognerà aspettare fino alla primavera del 2002, quando l'*Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) ratificò le specifiche 2.0 del protocollo USB. Hi-Speed USB, fu subito definito e con data transfer fino a 480Mbps fu possibile connettere periferiche nuove quali masterizzatori CD e DVD, stampanti ad alta risoluzione e hard disk esterni. La popolarità di USB 2.0 fu tale da far nascere una sorta di standard per connettere i dispositivi senza l'ausilio del PC. Questo standard, chiamato *USB On-the-Go* (OTG), permetterà la connessione delle fotocamere digitali direttamente alle stampanti e, ad esempio, trasferire i files automaticamente tra i vari dispositivi portatili. La disponibilità di chip USB OTG permetterà a molti costruttori di apparecchiature elettroniche di poter così "ospitare" periferiche ad elevato data transfer nelle proprie realizzazioni senza appunto aver bisogno del PC. Quante volte ho infatti sentito un cliente domandarmi se fosse possibile connettere una "chiavetta USB" del supermercato al proprio hardware, ebbene presto lo sarà!
FireWire, dal canto suo, si sta espandendo nella direzione della connettività wireless. L'idea è quella di fornire un supporto per i collegamenti con elevato data transfer e poter, ad esempio, trasmettere il proprio filmato digitale direttamente al TV, connettere videoregistratori, telecamere e PC senza connessioni fisiche. Le specifiche di questo standard, chiamato Wireless 1394, devono ancora vedere la luce, ma l'IEEE ha già fatto sapere che il data transfer di Wireless 1394 non supererà i 50Mbps.

Richieste di assistenza

Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di contattare l'autore, il cui nome ed indirizzo email è sempre riportato sotto il titolo dell'articolo stesso.
Nel caso ciò non fosse possibile potete scrivere a mailbox@farelettronica.com, ricordandovi di specificare il numero della rivista ed il titolo dell'articolo per il quale chiedete chiarimenti, oltre al vostro nome, cognome ed indirizzo e-mail.
Tutte le richieste con informazioni insufficienti o anonime non saranno prese in considerazione.

Collaborare con Fare Elettronica

La redazione di Fare Elettronica è alla ricerca di collaboratori per la stesura di articoli, progetti, tutorials, rubriche e libri.
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate a Tiziano Galizia *(t.galizia@farelettronica.com)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

Come contattarci

INWARE Edizioni
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI)
Telefono 02.66504794
Fax 02.66508225

Redazione:
redazione@farelettronica.com

Ufficio Abbonamenti:
abbonamenti@farelettronica.com

Elenco inserzionisti

Sommario

237 Marzo 2005

Pratica

pag. 78

Teoria

pag. 102

Risorse

pag. 110

Speciale

Scrivete a:
MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA
Inware s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori. Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.

CARICABATTERIE NI-CD/MH

Salve, scrivo riguardo il circuito di carica batterie NI-CD/MH a 3 portate con LM 317, presentato nel numero 233. La mia domanda sarà sicuramente banale, ma ho dei dubbi sul suo funzionamento e mi auguro che voi possiate aiutarmi a capire.
Ho capito in che modo è possibile variare la corrente in uscita, ma il circuito alla fornirà anche una tensione adeguata al numero di celle collegate? In altre parole, per una cella la tensione di uscita sarà circa 1,3V per 2 celle 2,6V e così via. Ma fino a quale tensione si può arrivare? In che modo si regola la tensione di uscita?
Inoltre ho letto che le batterie a MH hanno bisogno di essere caricate ad impulsi quindi un integrato tipo LM317 è forse poco indicato?

Andrea Taddeucci

Il circuito proposto è un generatore di corrente costante; a vuoto (senza pile) fornisce in uscita l'intera tensione disponibile ai capi del condensatore elettrolitico C1 (circa 33V con un trasformatore da 24V, poiché il condensatore livella la tensione sul suo valore di picco); da questa tensione occorre sottrarre circa 3V che cadono sul LM317 e sui diodi 1N4007 posti in uscita. Collegando gli elementi da ricaricare (non importa quanti purché posti in serie) la tensione si abbatte automaticamente sul valore richiesto come può facilmente constatare con un qualsiasi tester, mentre la corrente erogata si mantiene costante durante l'intera operazione di ricarica, cosa che un normale alimentatore anche stabilizzato non consentirebbe.
I recenti elementi NI-MH possono essere ricaricati con un generatore di corrente costante oppure in modo impulsivo; alcuni consigliano quest'ultima modalità anche per le NI-CD, sostenendo che è meno stressante per gli elementi (riscaldano meno durante la ricarica).

VALVOLA 6L6CG INTROVABILE

Leggendo il numero 161 (1998) di Fare Elettronica, mi sono imbattuto in un simpatico e utile amplificatore a valvole in classe A per chitarra elettrica, il quale utilizza una valvola ECC82 ed una mitica 6L6CG. Mentre non ho avuto problemi a reperire la ECC82, per la 6L6CG ho incontrato qualche difficoltà. In particolare il rivenditore mi ha suggerito di usare la 6L6GC (anziché CG) di costruzione sovietica. Che differenza sussiste tra la 6L6CG e la 6L6GC? Come posso reperire il trasformatore di alimentazione a basso costo? Come avere il trasformatore d'uscita - cito testualmente - "...di 10-12 W single ended per 6L6-uscita 8 ohm"?

Andrea Chieti

La valvola 6L6 è reperibile con differenti suffissi dopo i numeri tra cui il mitico CG e GC, ma le valvole sono praticamente uguali. Esistono versioni più compatte, le GT, grandi e a forma di bottiglia, le G oppure le metalliche militari. Da un modello all'altro cambia solo un poco la massima potenza ottenibile e altri parametri non troppo rilevanti.
I trasformatori sono abbastanza reperibili, in ogni

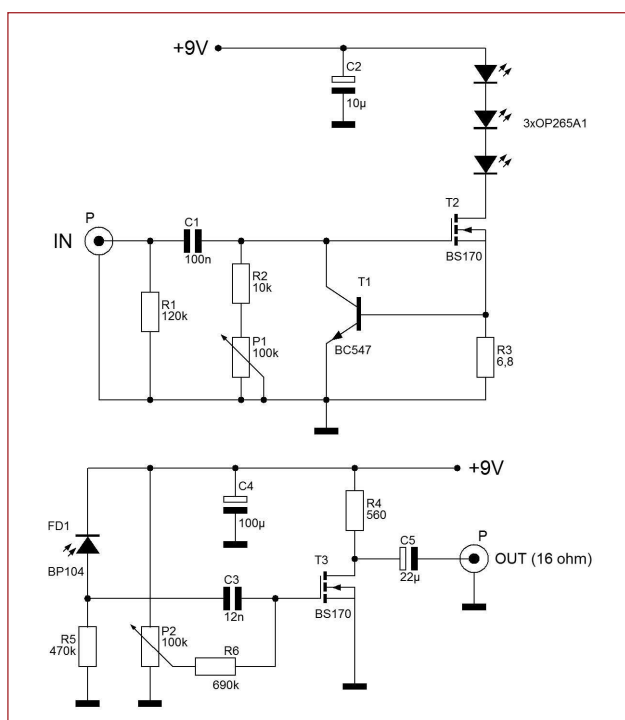
“Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori”

caso è possibile chiedere alla Digitex di Firenze (www.digitex.it) o a Elettronica Novarria, infine visitare una delle tante fiere di settore radiantistico o elettronica.

TRASMETTITORE IR PER AUDIO

Sarebbe possibile avere lo schema di un semplice trasmettitore/ricevitore ad infrarossi per trasmettere segnali audio?

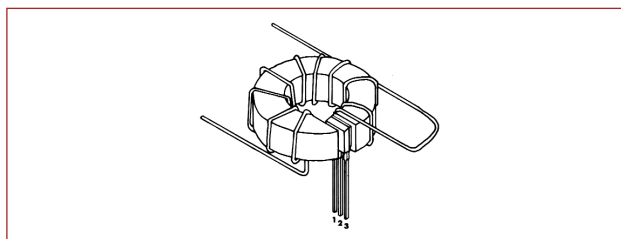
Luca Nocera

Per trasmettere un segnale audio mediante infrarossi, è possibile usare la coppia trasmettitore-ricevitore mostrata nella figura seguente. All’ingresso IN del trasmettitore viene applicata la sorgente audio da trasmettere la cui intensità viene regolata mediante il trimmer P1. Il transistor T1 protegge il mosfet T2 da eventuali sovracorrenti. Il mosfet fornisce la corrente necessaria al pilotaggio dei tre diodi all’infrarosso collegati in serie. Il nucleo del ricevitore è invece costituito da fotodiodo FD1 che pilota un piccolo stadio amplificatore costituito da un mosfet BS170. L’uscita di tale stadio è adatta a pilotare una cuffia.

Sia il trasmettitore che il ricevitore possono essere alimentati con una batteria da 9V. Dotando i tre diodi trasmettitori di una piccola parabola cromata, è possibile migliorare la portata.

SENSORE DI CAMPO MAGNETICO

Da una vecchia scheda elettronica ho ricavato alcuni componenti siglati UGN3503. Cosa sono e quale è la loro applicazione?

Massimo Guarini

L’UGN3503 è un sensore di campo magnetico e fisicamente è molto simile ad un comune transistor. Due dei tre pin sono dedicati all’alimentazione (1-Vcc 2-GND) mentre il pin 3 è l’uscita. In assenza di campo magnetico l’uscita assume il valore di circa metà della tensione di alimentazione. Se il sensore di trova in prossimità di un polo sud magnetico, l’uscita assume valori positivi rispetto alla condizione di campo magnetico nullo (quindi valori superiori alla metà della tensione di alimentazione). Un polo nord magnetico provoca un abbassamento della tensione di uscita. La variazione dell’uscita è lineare di circa 1,3mV/G (G=Gauss, unità di misura del campo magnetico). Nella figura seguente una tipica applicazione dell’UGN come sensore di corrente.

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

Prima pagina

237-01 GRIFO® GMM 4620: MINI MODULO MICROCHIP PIC18LF4620

Il **GMM 4620** è un economico mini modulo, basato sul potente controllore Microchip PIC18LF4620, in grado di essere utilizzato direttamente, sulla scheda di supporto dell'utente, come macro componente. Può essere alimentato a 5 Vdc ed a bordo scheda ha tutto ciò che serve per funzionare e per comunicare tramite una linea a livello TTL oppure in RS 232.

È il componente ideale per risolvere problemi di automazione domestica: accensione e spegnimento luci, controllo riscaldamento e condizionamento, supervisione elettrodomestici e servizi elettrici, sistemi di sorveglianza e controllo accesso. A questo scopo è sufficiente provvedere, tramite una circuiteria esterna, a bufferare le linee di I/O disponibili.

Dato il suo basso prezzo il GMM 4620 si presta egregiamente ad essere impiegato in ambito hobbistico, robotico e sperimentale.

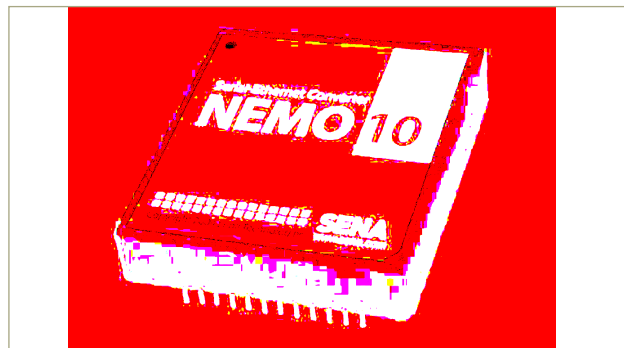
Da un punto di vista didattico è il componente ideale per sperimentare ed apprendere il funzionamento delle CPU con Core PIC ad un costo molto conveniente.

Consuma solo 28 mA ed accetta una alimentazione di 5 Vdc ±5%. Monta un Micro Core PIC18 con 64K di FLASH, 4 K RAM, 1K EEPROM e dispone 33 line di I/O. Dispone di 2 linee di PWM, 11 A/D da 10 bit, una tensione di riferimento. 3 Timer Counter. RTC con 240 byte di RAM tamponata con batteria al Litio. Linea I2C BUS.

Una potente sezione UART, con Baud Rate Generator in grado di operare fino a 115K Baud con linea di comunicazione settabile a livello TTL oppure in RS 232.

237-02 SENA NEMO10: MODULO ETHERNET

Ultimo nato in casa Sena Technologies, NEMO10 offre la connettività verso reti Ethernet 10BaseT da parte di qualsiasi hardware in grado di gestire una comunicazione seriale.

Con una facilità estrema il modulo NEMO10 può essere interfacciato ad un microcontrollore mediante i segnali tipici di una connessione 232, mentre dal lato Ethernet è sufficiente utilizzare il solo connettore RJ45.

PER SAPERNE DI PIÙ

Per approfondire le notizie riportate in questa rubrica, visitate il sito www.farelettronica.com/primapagina e seguite le istruzioni.
In alternativa potete scrivere a:

Inware Edizioni
Servizio Prima Pagina
Via Cadorna 27 - 20032 Cormano (MI)

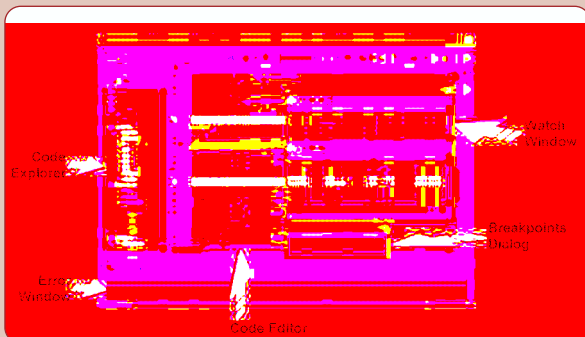
Indicando il codice riportato accanto al titolo della notizia (esempio 237-02).

Tutto lo stack TCP/IP è interamente gestito dal modulo, come il menu di configurazione che può essere richiamato sia direttamente dal micro, sia mediante una connessione telnet, sia utilizzando il software di configurazione Hellodevice Manager distribuito gratuitamente.

237-03 MICROCHIP TECHNOLOGY INTRODUCE I PRIMI MICROCONTROLLER PIC® A 40 MHZ CON 128 KBYTE DI MEMORIA FLASH

Microchip annuncia quattro nuovi modelli ad alta densità della famiglia PIC18F.
Contraddistinti da elevati pin-count e dalla presenza a bordo di 96 e 128 Kbyte di memoria Flash auto riprogrammabile ad alta durata, i nuovi dispositivi garantiscono prestazioni fino a 10 MIPS su uno spettro di tensioni di alimentazione da 2.0 a 5.5V.
Tali caratteristiche, unitamente alla tecnologia di power management nanoWatt e a un ricco set di periferiche analogiche e digitali, consentono ai nuovi microcontroller di competere con i dispositivi a 16-bit nelle applicazioni di fascia alta, continuando a garantire facilità d'uso e consentendo ai progettisti di preservare gli investimenti compiuti in tool e software nel campo degli 8-bit.

237-04 NUOVO COMPILATORE C PER PICMICRO

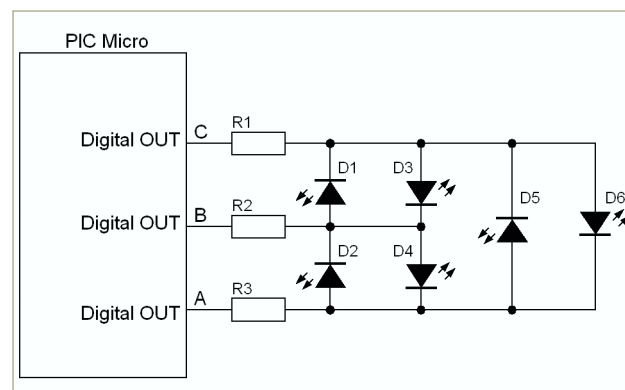
Dopo MikroBASIC e MikroPascal, Mikroelektronika ha da poco rilasciato MikroC, il nuovissimo compilatore C per tutte le famiglie di PICmicro®.
Grazie alla funzionalità Code Explorer, e possibile conoscere lo stato di tutte le variabili, le funzioni e le procedure del programma con un semplice click sul nome dell'oggetto da monitorare. L'editor è di tipo intelligente ed usa automaticamente diversi colori in base alla sintassi del linguaggio. Utilissima la funzionalità "Parameter Assistant" che suggerisce i corretti parametri al momento dell'uso delle funzioni dichiarate.
È possibile effettuare il debug del programma e monitorare le risorse occupate grazie alle funzioni di statistica. Decisamente ottima l'ottimizzazione del codice nella memoria del PICmicro.

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

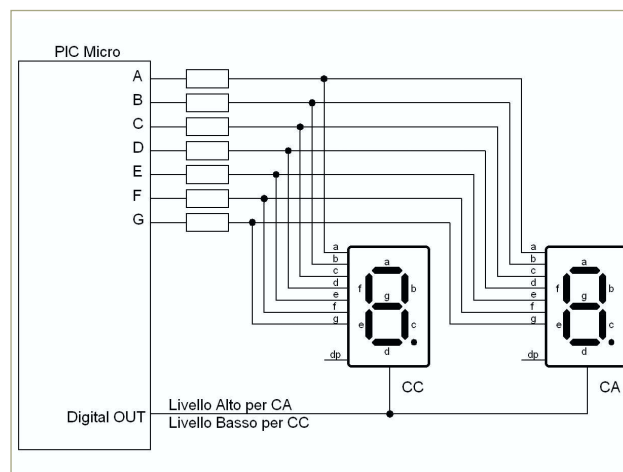
Notepad

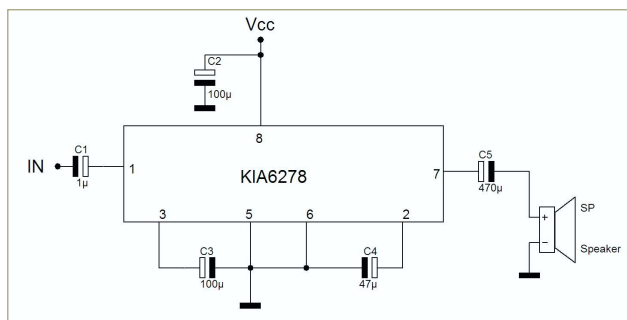
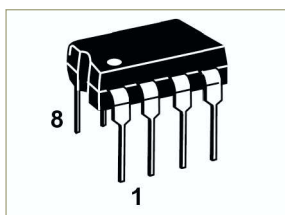
Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

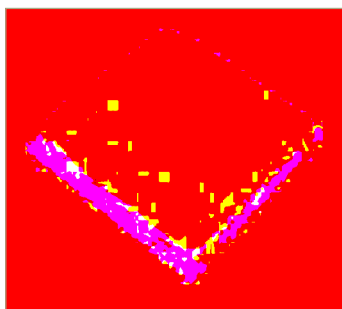
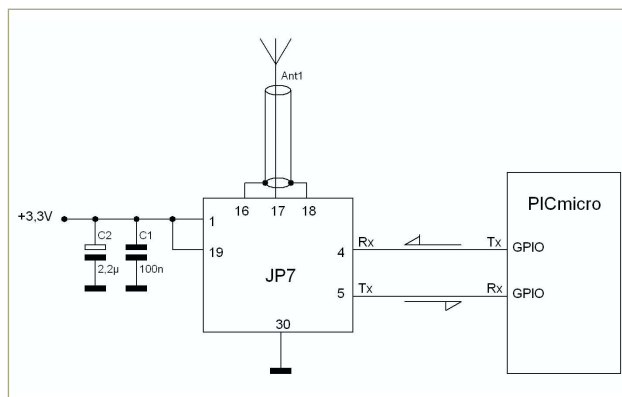
PILOTARE 6 LED CON TRE I/O DI UN PICMICRO

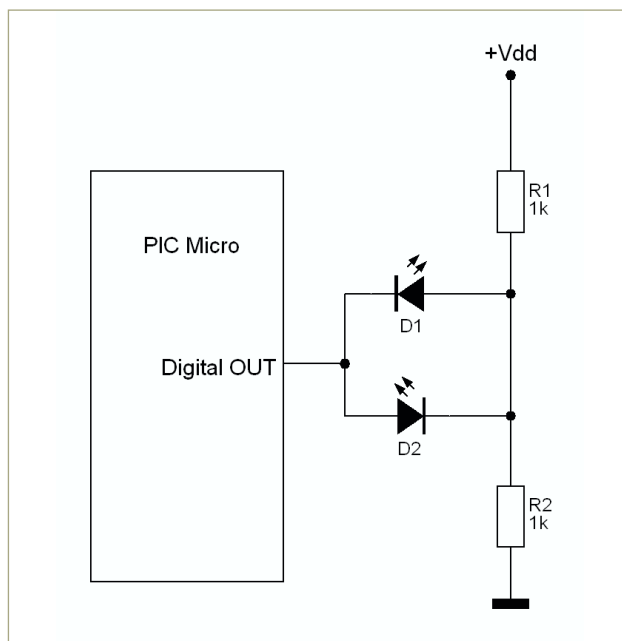
Lo schema mostra come pilotare sei LED utilizzando tre pin di I/O di un PICmicro.
In figura è riportato lo schema elettrico e la tabella dello stato dei LED in funzione dei livelli degli I/O.

A	B	C	D1	D2	D3	D4	D5	D6
0	0	0	-	-	-	-	-	-
0	0	1	-	-	ON	-	-	ON
0	1	0	ON	-	-	ON	-	
0	1	1	-	-	-	ON	-	ON
1	0	0	-	ON	-	-	ON	-
1	0	1	-	ON	ON	-	-	-
1	1	0	ON	-	-	-	ON	-
1	1	1	-	-	-	-	-	-

PILOTARE DUE CIFRE A 7 SEGMENTI CON 8 I/O DI UN PICMICRO

Lo schema mostra come pilotare due cifre LED a 7 segmenti utilizzando solo 8 I/O ed un pin di controllo di un PICmicro.
La tecnica consiste nell'utilizzare un display a catodo comune ed uno ad anodo comune e pilotare il terminale comune con una uscita del micro: se tale uscita è a livello alto lo stato dei segmenti A÷G sarà trasferito sul display ad anodo comune, viceversa su quello a catodo comune.

MICROAMPLIFICATORE AUDIO DA 1W

Sono necessari solamente cinque condensatori esterni per realizzare un amplificatore audio da 1W particolarmente adatto per applicazioni in cui le dimensioni sono un parametro critico.
Il circuito si basa sul KIA6278 e può essere alimentato con tensioni continue da 2 a 10V.

RICEVITORE GPS

Ha le dimensioni di un francobollo ed è un ricevitore GPS con uscita seriale che necessita della sola antenna per funzionare.
Si chiama JP7 ed è prodotto da Falcom. JP7 è in grado di gestire 12 canali e può funzionare anche in modalità differenziale (DGPS) aumentando in questo modo l'accuratezza della rilevazione fino ad 1m per la posizione e 0,05m/s per la velocità. I dati sono conformi allo standard NMEA-0183, l'alimentazione è di 3,3V ed in figura è riportata una applicazione con un PICmicro ed un'antenna GPS attiva da 3V.

PILOTARE DUE LED CON UN SINGOLO I/O DI UN PICMICRO

Lo schema mostra come pilotare due LED utilizzando un singolo pin di I/O di un PICmicro.
Il funzionamento è elementare: se l'uscita è alta D2 è acceso e la sua corrente è limitata da R2, viceversa se l'uscita è bassa D1 è acceso e la corrente è limitata da R1.

Elettronicando

Dopo aver introdotto i componenti principali dei circuiti elettrici, vediamo in questa puntata come si affronta lo studio di un paio di circuiti basilari.
Il primo è un semplice circuito resistivo con un solo generatore in corrente continua, mentre come secondo esempio analizzeremo la risposta al gradino di un circuito RC. Verranno spiegati, in maniera molto semplice e diretta (senza ricorrere all'introduzione di variabili complesse), i diagrammi di Bode; la loro utilità in elettronica è fondamentale per l'analisi in frequenza di reti anche molto complicate.
Un semplice filtro RC ci sarà di aiuto per comprendere l'uso di tali diagrammi.

CIRCUITI RESISTIVI

I circuiti contenenti generatori in corrente continua e resistori possono essere analizzati seguendo due strade: se il generatore è uno solo, semplicemente applicando le formule dei resistori in serie e in parallelo, mentre se i generatori sono più di uno occorre utilizzare dei semplici metodi di analisi. In questo contesto risolveremo una rete contenente un solo generatore.

Risoluzione di una rete resistiva contenente un solo generatore di tensione in corrente continua

Facciamo riferimento alla semplice rete riportata in figura 1.
"Risolvere una rete" significa calcolare i valori di tutte le grandezze incognite; quando queste saranno tutte note, la rete sarà risolta. Occorre calcolare le correnti che attraversano ciascun componente e le differenze di potenziale ai loro capi. Per cominciare, chiediamoci come si comporterà questa rete, quali sono "secondo noi" le correnti che circoleranno in ciascun componente. Il generatore di tensione, essendo da solo, non può avere nessuno che lo ostacoli e pertanto sarà lui ad imporre le correnti nel circuito. La corrente erogata dal generatore (uscente dal suo morsetto positivo) attraverserà indisturbata il resistore R_1 dopodichè, giunta al nodo, si

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1	2 Ω - 0.25 W
R2	3 Ω - 0.25 W
R3	6 Ω - 0.25 W
E	1 V

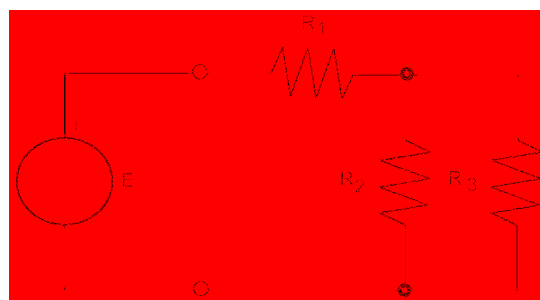
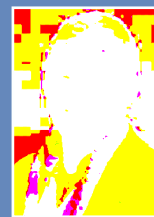



Figura 1 *Rete elettrica in corrente continua con un solo generatore*

di Riccardo Nicoletti
r.nicoletti@farelettronica.com

I primi circuiti

ripartirà in due pezzi. Una corrente I_2 attraverserà R_2 mentre una corrente I_3 circolerà attraverso R_3 (figura 2).

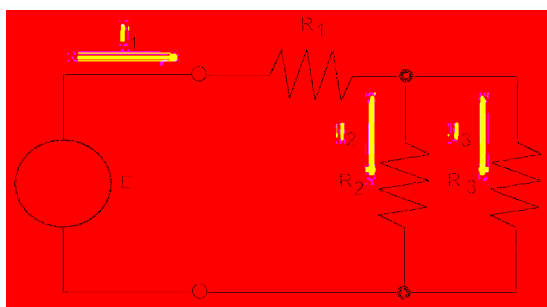



Figura 2 *Correnti elettriche nella rete elettrica in esame*

Per analizzare questa tipologia di rete si procede in due tempi: si calcola prima la corrente erogata dal generatore e dopo si valutano le correnti in tutti i rami della rete. Partiamo dunque dal lato opposto al generatore, quello cioè contenente i due resistori R_2-R_3. Essi sono collegati in parallelo, in quanto entrambi i loro morsetti sono collegati agli stessi nodi della rete. È facile vedere che la differenza di potenziale che R_2 ed R_3 possiedono ai loro estremi è la stessa.
Valutiamo la resistenza equivalente al loro parallelo ed inseriamola nel circuito al loro posto. Con la regola di riduzione dei resistori in parallelo si ottiene facilmente

$$R_{23} = \frac{R_2 \times R_3}{R_2 + R_3} = \frac{3 \text{ X } 6}{3+6} = \frac{18}{9} = 2\Omega$$

I due resistori R_1 ed R_{23} si trovano adesso collegati in serie e possiamo quindi inserire, al loro posto, un unico resistore (equivalente) di valore R_{123}

$$R_{123} = R_1 + R_{23} = 2 + 2 = 4\Omega$$

Adesso abbiamo ridotto tutti i resistori presenti nella rete ad un unico resistore finale.
Questo resistore è quindi il "solo" resistore che viene "visto" dal generatore. In elettronica, quando siamo in questa situazione, si chiama "resistore equivalente" l'unico resistore visto dai morsetti del generatore e lo si indica con R_{eq}.
Giunti a questo punto si procede col secondo passo, quello di valutare le correnti in tutti i rami della rete. Chiamiamo I_{gen} la corrente erogata dal generatore. Poiché il resistore è unico ed ha ai suoi capi la tensione imposta dal generatore, tale intensità di corrente si trova facilmente con la legge di Ohm (figura 6):

$$I_{gen} = I_{123} = \frac{E}{R_{eq}} = \frac{E}{R_{123}} = \frac{1}{4} = 0{,}25\Omega = 250m\Omega$$

A questo punto occorre procedere "a ritroso", inserendo nuovamente nel circuito i componenti originari al posto dei loro "equivalenti".
Al posto del resistore R_{123} rimettiamo R_1 ed il parallelo R_{23}.
Con riferimento alla figura 2, si vede che la corrente I_{gen} che abbiamo ricavato coincide con la corrente I_1 che attraversa il resistore R_1; dopo aver attraversato il resistore R_1, tale corrente è costretta a dividersi in due contributi: una cor-

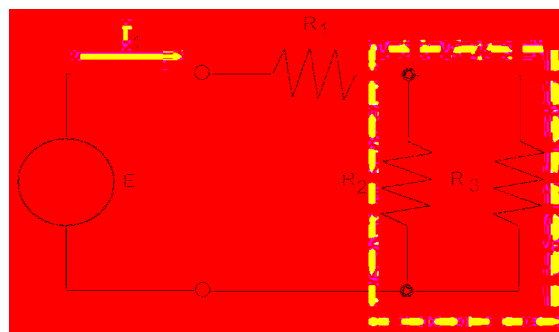



Figura 3 *I resistori R_2 ed R_3 sono in parallelo*

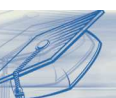
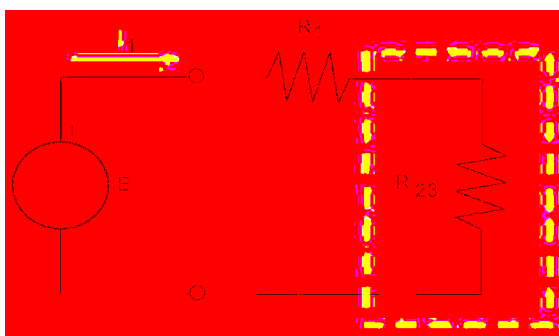



Figura 4 *Al posto di R_2-R_3 inseriamo nel circuito la resistenza equivalente R_{23}*

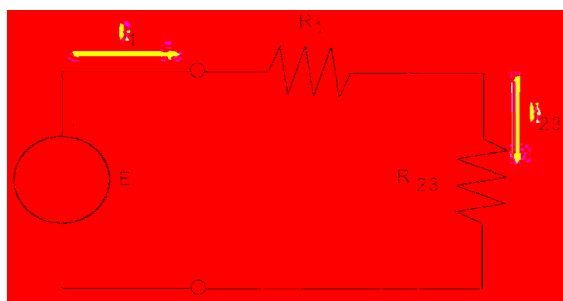



Figura 5 *il resistore R_{23} è attraversato dalla corrente I_{23}*

rente I_2 percorrerà il resistore R_2 ed una I_3 passerà attraverso R_3. Quando si conosce la corrente che entra dentro un gruppo di resistori connessi "in parallelo" esiste una formula, detta "*formula del partitore di corrente*", che consente di conoscere facilmente la corrente che passa in uno di questi resistori. La formula è molto semplice nel caso di due resistori:

$$I_A = I_{sorgente} \times \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

La $I_{sorgente}$ è la corrente che entra nel gruppo di resistori, mentre R_A ed R_B sono i resistori che costituiscono il gruppo.

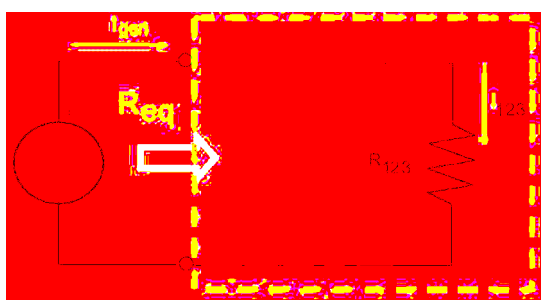



Figura 6 *Resistore equivalente visto dai morsetti del generatore*

Utilizzando la formula si ha:

$$I_2 = I_{23} \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 0{,}25 \frac{6}{3 + 6} = 0{,}17A$$

$$I_3 = I_{23} \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0{,}25 \frac{3}{3 + 6} = 0{,}08A$$

notate che al numeratore compare il resistore che si trova nel ramo "opposto" a quello del quale stiamo calcolando la corrente. Quindi per I_2 compare R_3 e viceversa. Osservate (figura 7) che la corrente I_{23} che arriva si ripartisce nelle due correnti I_2 ed I_3 e quindi, ovviamente, i risultati che trovate devono essere tali da verificare la condizione:

$$I_2 + I_3 = I_{23}$$

e infatti

$$0.17 \text{ A} + 0.08 \text{ A} = 0.25 \text{ A}$$

(la corrente non può mai sparire, ma deve sempre finire da qualche parte!).

Nell'elenco componenti abbiamo riportato 0.25 W come valore di massima potenza dissipabile per i tre resistori del circuito. Questo valore è sufficiente?

A questo punto, note le correnti nei due resistori, calcoliamo la potenza dissipata da entrambi.

La potenza dissipata dal primo resistore R_2 è

$$P_2 = R_2 \times I_2^2 = 3 \times 0{,}17^2 = 3 \times 0{,}029 = 0{,}087W = 87mW$$

mentre quella dissipata da R_3 vale

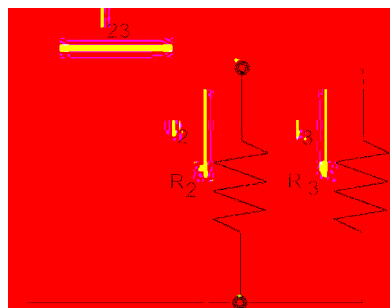



Figura 7 *Partitore di corrente*

$$P_3 = R_3 \times I_3^2 = 6 \times 0{,}08^2 = 6 \times 0{,}0064 = 0{,}019W = 19mW$$

Dato il piccolo valore di entrambi i resistori, la potenza dissipata è veramente minima. Due resistori con potenza massima 1/4 W possono tranquillamente funzionare nel nostro circuito senza alcun rischio. Il resistore R_1, attraversato dalla somma delle due correnti, dissipa una quantità di potenza pari a

$$P_1 = R_1 \times I_1^2 = 2 \times 0{,}25^2 = 2 \times 0{,}0625 = 0{,}125W = \frac{1}{8}W$$

quindi, anche in questo caso, una potenza massima di 1/4W è più che sufficiente.

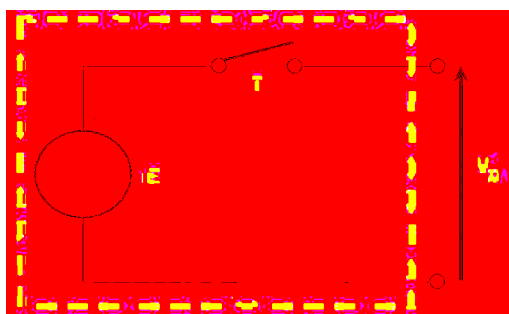



Figura 8 *Un generatore di tensione comandato da un interruttore T*

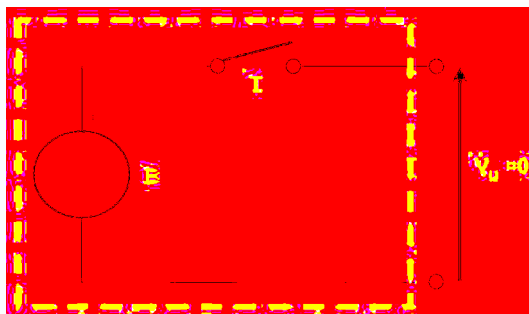



Figura 9 *Un generatore di tensione col tasto T aperto. La tensione in uscita è nulla*

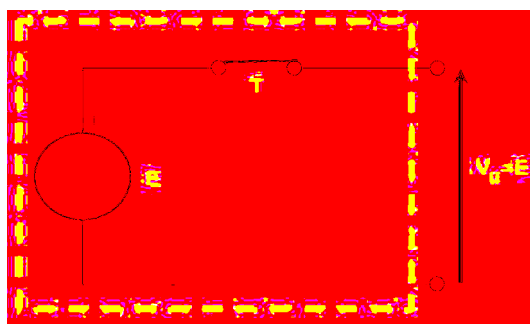



Figura 10 *La tensione ai morsetti del generatore raggiunge il suo valore nominale non appena viene chiuso l'interruttore*

Il circuito è stato simulato con Cadlogix ed il relativo file di netlist può essere scaricato dal sito di Fare Elettronica (www.farelettronica.com).

CARICA E SCARICA DI UN CONDENSATORE

Abbiamo descritto il condensatore come un componente capace di accumulare cariche elettriche sulle sue armature ed abbiamo evidenziato come la differenza di potenziale ai suoi morsetti non possa cambiare bruscamente, se questo viene attraversato da una corrente elettrica di valore limitato nel tempo. Ora valutiamo l'andamento della differenza di potenziale tra le armature di un condensatore in un caso molto ricorrente in elettronica. Supponiamo di avere un generatore in corrente continua comandato da un interruttore. Questa è la situazione che si presenta tutte le volte che accendiamo un apparato elettronico. Chiamiamo V_u la tensione presente in uscita dal generatore. Se il tasto è aperto questa è nulla (anche se questo discorso non è fisicamente rigoroso, accettiamolo per i nostri scopi).
Se il generatore viene "acceso" tramite un interruttore, la differenza di potenziale ai suoi morsetti raggiunge, in un tempo praticamente nullo, il suo valore nominale E (figura 10).
Se il generatore è da 12 V, la tensione ai morsetti raggiunge immediatamente tale valore.
Questo andamento della tensione ai morsetti del generatore, in funzione del tempo, prende il nome di "*funzione a gradino*". La funzione a gradino è dunque una espressione matematica che vale zero

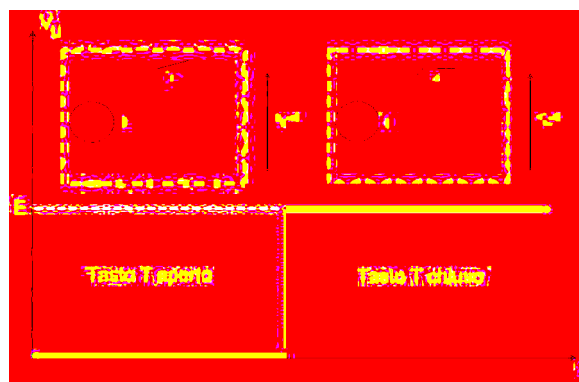



Figura 11 *Un comportamento come quello descritto è definito dalla funzione "gradino"*

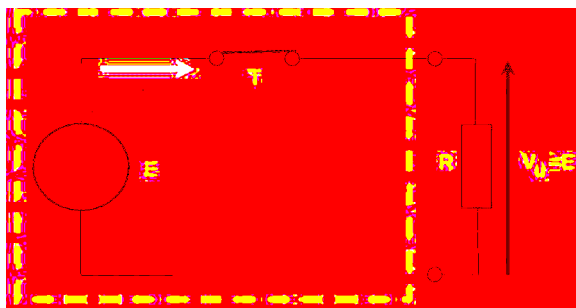
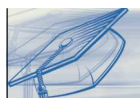



Figura 12 La tensione ai capi del resistore R raggiunge istantaneamente il valore E, non appena viene chiuso l'interruttore

prima di un certo istante ed assume un valore ben definito successivamente a tale istante, in modo istantaneo.
Notate che nel circuito riportato in figura non vi è nessun dispositivo collegato ai morsetti del generatore, cioè il circuito è "a vuoto".
Se ai morsetti del generatore (con interruttore) colleghiamo un resistore R, la tensione ai morsetti segue lo stesso andamento, in quanto – come ben sapete! – il resistore non riesce ad opporsi alla tensione elettrica che viene applicata ai suoi morsetti, ma è quest'ultima che impone il proprio andamento (figura 12).
Non appena viene chiuso l'interruttore T, circola una corrente I che provoca, attraverso il resistore R, una caduta di tensione V_u=RxI che è pari ad E.
La cosa assume un aspetto del tutto differente se il generatore viene collegato ad un condensatore. Il condensatore non può variare in un tempo nullo la tensione elettrica tra le sue armature, in quanto richiede un certo tempo per potersi caricare. Questo circuito deve essere realizzato interponendo un resistore R tra il generatore ed il condensatore, e per tale motivo esso prende il nome di "*circuito RC*".
In questo caso l'andamento della tensione ai capi del condensatore non è più del tipo "a gradino", ma possiede un andamento temporale legato alla funzione esponenziale e^{-t}.
La funzione esponenziale utilizza la base dei logaritmi neperiani "e", il cui valore approssimato è 2.7183. I valori della funzione si ottengono assegnando alla variabile "tempo" t valori crescenti, e valutando con una calcolatrice scientifica il valore e^{-t}. Ecco una piccola tabella:

Variabile tempo t	Valore della funzione e^{-t}
0	1
1	e^{-1}=1/e= 0.37
2	e^{-2}=1/e^2 = 0.13
5	e^{-5}=1/e^5 = 0.007

Come si vede, la funzione e^{-t} (che a volte viene scritta "exp(-t)") ha la particolarità di decrescere molto velocemente, al crescere della variabile t. Si dice che essa "tende a zero" molto rapidamente. La figura 14 mostra il grafico di tale funzione. Si nota molto bene che già con valori del tempo vicini a 5 secondi il suo valore è pressoché nullo.

Torniamo al nostro problema.
Siamo davanti a un circuito che permette di caricare un condensatore. Abbiamo un generatore di tensione in corrente continua ed un condensatore da caricare. Facciamo un breve commento sul resistore R. Nella realtà il resistore non dobbiamo

Figura 13 Il generatore "a gradino" viene collegato ad un condensatore tramite un resistore R

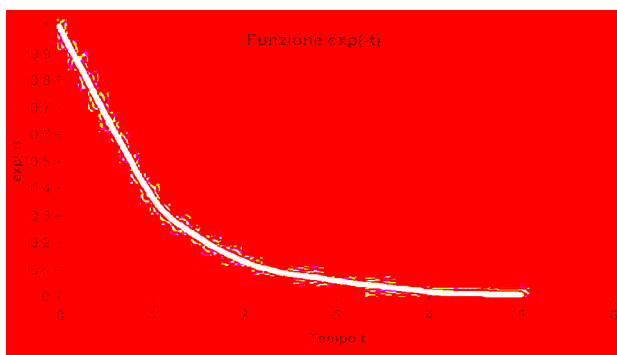



Figura 14 Grafico della funzione y=exp(-t) realizzato con Microsoft Excel

metterlo noi, in quanto la resistenza elettrica del circuito è data in modo intrinseco dai conduttori che usiamo per fare i collegamenti, e in secondo luogo perché il generatore che alimenta il circuito possiede sempre una piccola "resistenza interna". Con queste considerazioni il circuito che abbiamo è il seguente:

- Generatore con interruttore
- Resistore R
- Interruttore T
- Condensatore da caricare

La costante di tempo RC

In un circuito di questo tipo, denominato "circuito RC", assume molta importanza il prodotto del valore della resistenza R per quello della capacità C, ossia quella che viene denominata "*costante di tempo*" o "*costante RC*". Il prodotto di un valore resistivo per un valore capacitivo dà luogo ad un valore di tempo (espresso in secondi se R è in ohm e C in farad). Dovete crederci sulla parola.
Facciamo un esempio: se $R = 1\Omega$ e $C = 500mF = 0.5F$ si ha $RxC = 1 \times 0.5 = 0.5s$; se $R = 2\Omega$ e $C = 10mF$ allora $R \times C = 2 \times 0.01 = 0.02s = 20ms$.
Tale valore, che si indica con la lettera greca "τ" (si pronuncia "tau") indica la "*lentezza*" con cui avverrà la carica, o la scarica, cioè "tanto maggiore sarà la costante di tempo e tanto più lento sarà il fenomeno"; tanto più piccola sarà τ e tanto più rapida sarà la carica (o la scarica). In pratica, trascorso un tempo pari a 5 volte la costante di tempo ($t=5\tau$), il fenomeno si ritiene esaurito.

Figura 15 *Dopo la chiusura dell'interruttore nascono i_c e v_c*

Carica di un condensatore.

Adesso che abbiamo già conosciuto la costante di tempo, vediamo in pratica come si studia un circuito RC, supponendo di avere a che fare con la carica di un condensatore.

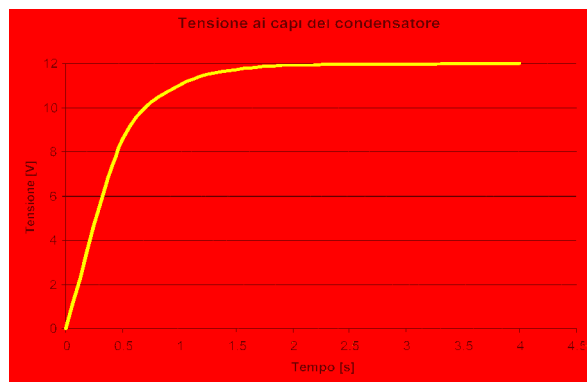



Figura 16 *Andamento temporale della tensione v_c ai capi del condensatore*

Chiudiamo l'interruttore nel nostro circuito. Una corrente i_c, funzione del tempo, comincerà a circolare assumendo all'inizio un certo valore.
Una precisazione. Per convenzione, tutte le grandezze variabili nel tempo vengono scritte con la lettera minuscola.
Inoltre, quando una grandezza è funzione del tempo la si fa seguire da un simbolo "(t)", come per esempio v(t) o i(t).
Queste si leggono "v funzione del tempo" e "i funzione del tempo". Sono esigenze di rigore matematico, però ci aiutano a capire immediatamente se stiamo parlando di una grandezza costante o di una variabile nel tempo. Un pedice "c" ci aiuta inoltre a capire che ci stiamo riferendo al condensatore.
Esiste una formula, che permette di scrivere rapidamente l'andamento temporale della tensione ai capi del condensatore:

$$v_c(t) = E\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)\right]$$

ovvero, scritta in modo un po' più elegante,

$$v_c(t) = E\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

dove al posto di τ bisogna inserire il valore del prodotto RC. Facciamo un esempio numerico, per capire meglio tutto. Supponiamo che nel nostro circuito E = 12 V, R = 2 ohm e C = 200 mF. La costante di tempo è $\tau=RC = 2 \times 0.2 = 0.4$ s; questo ci dice già che, trascorsi 2 secondi, sarà

tutto finito.
La tensione ai capi del condensatore è data da

$$v_c(t) = E\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = 12\left(1-e^{-\frac{t}{0,4}}\right) = 12\left(1-e^{-2,5t}\right)$$

costruiamo il grafico, e per aiutarci facciamo prima una tabella:

Valore del tempo t	2.5 x t	$e^{-2.5\,t}$	$1-e^{-2.5\,t}$	$12(1-e^{-2.5\,t})$
[s]				[V]
0	0	1	0	0
0.5	1.25	0.286	0.713	8.562
1	2.5	0.082	0.918	11.016
2	5	0.0067	0.9933	11.9196
4	10	0.000045	1	12

La tensione v_c parte da 0 e tende a raggiungere il valore finale E in modo esponenziale. Dopo un tempo pari a cinque volte la costante di tempo si può dire che il condensatore è carico al 99.3% del suo valore finale (figura 16).
Poiché il condensatore si carica con l'armatura superiore positiva, è chiaro che il generatore verrà contrastato nel tempo da questo potenziale crescente.
Al passare del tempo, la corrente nel circuito diminuirà. Vi torna questo ragionamento? Al termine del fenomeno la corrente i_c sarà nulla (figura 17).
Esiste un'altra formula che ci permette di scrivere rapidamente l'andamento temporale della corrente attraverso il circuito. Supponiamo che la corrente esca dal morsetto positivo del generatore ed entri nel condensatore dalla sua armatura positiva:

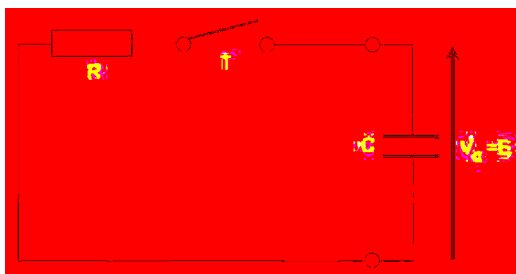
Figura 17 Andamento temporale della corrente attraverso il condensatore

$$i_c\,(t) = \frac{E}{R}\,e^{-\frac{t}{\tau}}$$

nel nostro caso

$$i_c\,(t) = \frac{12}{2}\,e^{-\frac{t}{0,4}} = 6\,e^{-2,5t}$$

Valore del tempo t	2.5 x t	$e^{-2.5\,t}$	6 x $e^{-2.5\,t}$
[s]			[A]
0	0	1	6
0.25	0.625	0.535	3.21
0.5	1.25	0.286	1.716
1	2.5	0.082	0.492
2	5	0.0067	0.0402
4	10	0.000045	0

Quindi la corrente che scorre parte da un valore di 6 A e poi decresce esponenzialmente fino a zero (figura 17). È praticamente già nulla trascorsi due secondi (cioè un valore temporale pari a cinque volte la costante di tempo) dall'istante iniziale.

Scarica di un condensatore

Il circuito visto in precedenza permette di analizzare il fenomeno di "carica" di un condensatore attraverso un resistore. La tensione ai capi del condensatore parte da 0 fino a raggiungere un valore finale pari ad E=12 V, alla quale corrisponde una quantità di carica Q sulle armature pari a Q=CxV = 0.2 x 12 = 2.4 C. E la corrente? La corrente nel circuito è partita da un valore iniziale di 6 A (che corrisponde non casualmente ad E/R) ed è diminuita in modo esponenziale fino ad annullarsi. Nella situazione finale abbiamo dunque v_c=E=12V ed i_c=0A. Ricordiamoci che il condensatore non "funziona" in condizioni "statiche", ma esso memorizza variazioni e le mantiene nel tempo; il condensatore è composto da due armature metalliche elettricamente separate tra loro, quindi attraverso il condensatore non potrebbe scorrere una corrente continua; può però "scorrere", attraverso il fenomeno di induzione elettrostatica, una corrente variabile nel tempo come quella esponenziale che abbiamo qui. Se, al termine del fenomeno, isolassimo il condensatore da tutto il resto, esso manterrebbe la tensione di 12V tra le sue armature teoricamente per un tempo infinito.

Come fare adesso per scaricare un condensatore? La cosa più curiosa da fare sarebbe quella di cortocircuitare le due armature con un bel pezzo di conduttore di rame…

Potremmo ottenere un'esplosione spaventosa! Non lo fate! Il condensatore scoppierebbe! L'energia immagazzinata nel campo elettrico al suo interno verrebbe liberata in un tempo infinitesimo dando vita ad una concomitanza violenta di luce, calore ed elettricità…

Per questo ricordatevi di usare le dovute accortez-

Figura 18 Circuito per la scarica del condensatore

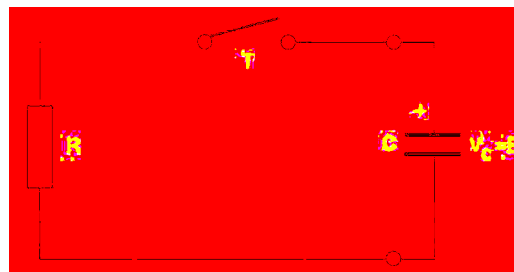



Figura 19 Circuito per la scarica con interruttore aperto

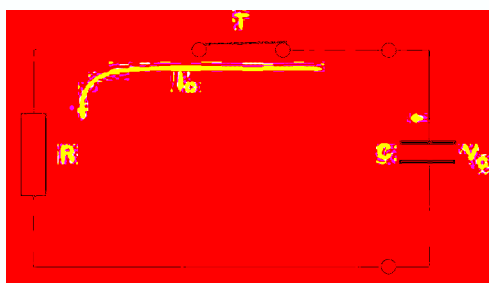



Figura 20 La scarica del condensatore ha inizio quando viene chiuso l'interruttore

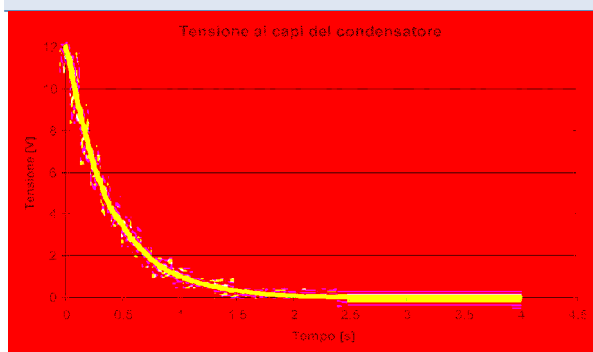



Figura 21 Grafico della tensione ai capi del condensatore durante la scarica

ze quando trovate televisori abbandonati e vi viene voglia di recuperare un po' di buoni componenti, magari ormai introvabili.
Scaricate prima i condensatori usando dei resistori di valore elevato, o rivolgetevi a qualche laboratorio che possieda i dovuti accorgimenti.
Prendiamo il circuito RC di prima. Il condensatore è carico e la sua tensione vale E.
Apriamo l'interruttore, il condensatore rimarrà carico. Eliminiamo il generatore E.
Sistemiamo meglio il resistore R nello schema (figura 19) e infine chiudiamo l'interruttore (figura 20).
Da questo punto in poi la tensione ai capi del condensatore decresce esponenzialmente a zero (figura 21), a partire dal suo valore iniziale (E); la corrente i_c decresce esponenzialmente a zero (figura 22) a partire da un valore iniziale che dipende dal resistore presente nel circuito e che vale $v_c(0)/R$. Il valore $v_c(0)$ è il valore di tensione ai capi del condensatore dal quale parte la scarica, nel nostro caso è E.
Ci sono due formule che descrivono quanto detto:

$$v_c\,(t) = v_c\,(0) \times e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$i_c\,(t) = \frac{v_c\,(0)}{R}\; e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Con i nostri valori la tensione ha l'andamento

$$v_c\,(t) = E \times e^{-\frac{t}{RxC}} = 12 \times e^{-2{,}5t}$$

e durante la scarica l'armatura superiore rimane positiva. Costruiamo una tabella numerica

Valore del tempo t	2.5 x t	$e^{-2.5\,t}$	$12 \times e^{-2.5\,t}$
[s]			[V]
0	0	1	12
0.25	0.625	0.535	6.42
0.5	1.25	0.286	3.432
1	2.5	0.082	0.984
2	5	0.0067	0.0804
4	10	0.000045	0

mentre la corrente è

$$i_c\,(t) = \frac{v_c\,(0)}{R}\; e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{12}{2}\; e^{-\frac{t}{0{,}4}} = 6\;e^{-2{,}5t}$$

Valore del tempo t	2.5 x t	$e^{-2.5\,t}$	$6 \times e^{-2.5\,t}$
[s]			[A]
0	0	1	6
0.25	0.625	0.535	3.21
0.5	1.25	0.286	1.716
1	2.5	0.082	0.492
2	5	0.0067	0.0402
4	10	0.000045	0

Si noti che la corrente possiede esattamente lo stesso andamento di prima, ma stavolta percorre il circuito in verso opposto; durante la carica essa entra dall'armatura positiva e adesso ne esce. Ciò che il condensatore ha avuto durante la fase di

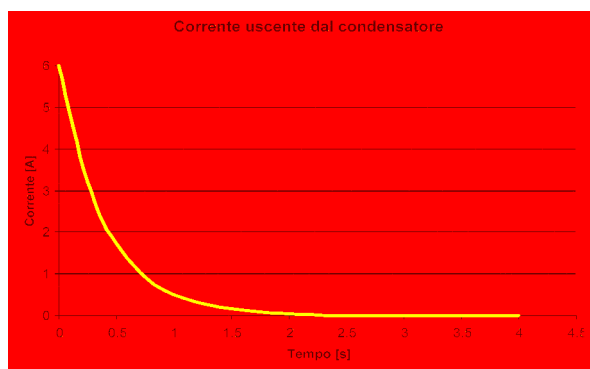



Figura 22 *Grafico della corrente uscente dall'armatura positiva durante la scarica*

carica, lo restituisce durante la scarica!
Questa analisi della "risposta al gradino" ci ha permesso di familiarizzare ulteriormente col comportamento del condensatore in un contesto circuitale, aiutandoci a comprendere come il condensatore venga utilizzato (anche) per rallentare fenomeni elettrici e per smorzare andamenti bruschi di tensioni elettriche (il condensatore "addolcisce" il gradino di tensione rendendolo una curva…).
I fenomeni transitori di carica e di scarica possono essere simulati con Cadlogix utilizzando il menu "Analog Sim" e selezionando "Analisi in transitorio (TRAN)" all'interno del pannello "configura analisi". Cliccando sul bottone "SETUP" si apre una finestra dove è possibile impostare i valori temporali di analisi e le eventuali condizioni iniziali del circuito.
Vediamo adesso un'applicazione ulteriore del circuito RC. Studiamo, in modo molto semplificato (tralasciando quindi la teoria che sta dietro all'argomento), il comportamento in frequenza di un circuito RC. Analizzare il comportamento "in frequenza" significa valutare la risposta del circuito ad un segnale sinusoidale posto al suo ingresso, variandone la frequenza all'interno di un certo intervallo.

DIAGRAMMI DI BODE

Caratteristiche di un segnale periodico

In elettronica i segnali analogici con cui abbiamo a che fare si dividono in due grosse categorie: quelli *periodici*, che si ripetono cioè nel tempo, e quelli *non periodici*. I primi sono largamente utilizzati per cui, almeno in questo contesto, tralasciamo i secondi.
I segnali sinusoidali, i segnali ad onda quadra e ad onda triangolare sono, per esempio, alcuni tipi ricorrenti.
Un segnale periodico si ripete nel tempo con una certa *frequenza* e tale parametro è fondamentale per la sua descrizione. La frequenza *è il numero di cicli che il segnale compie nell'unità di tempo* e si misura in hertz [Hz]. Una *sinusoide* con frequenza f=50 Hz compie 50 cicli in un secondo. Un microprocessore con frequenza di lavoro pari a 1 GHz compie un miliardo di operazioni al secondo, tanto per capirsi!
Una grandezza strettamente legata alla frequenza è la "*pulsazione angolare*", indicata con la lettera greca ω (si legge "omega", è la corrispondente minuscola dell'omega Ω). Questa si ricava moltiplicando la frequenza per 2π, cioè per 6.28. La pulsazione angolare non è altro che una "*velocità*

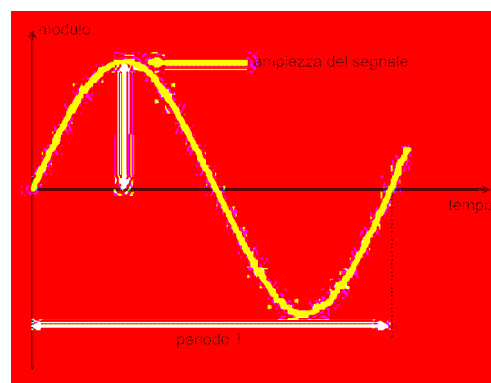



Figura 23 *Segnale periodico sinusoidale su un asse di riferimento temporale*

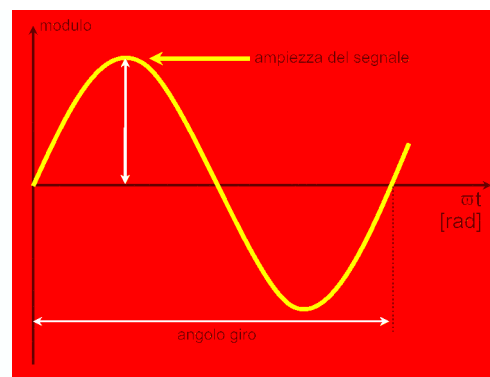



Figura 24 *Segnale periodico sinusoidale su un asse di riferimento angolare*

Figura 25 Due segnali sinusoidali sfasati tra loro. La sinusoide rossa è sfasata "in ritardo" rispetto alla blu di X radianti

angolare", e quindi si misura in radianti al secondo (simbolo "rad/s").
Un segnale periodico è inoltre definito dalla sua *ampiezza* (detta anche "modulo"), cioè dal massimo valore che può raggiungere, e dalla sua *fase*, cioè dalla sua posizione sull'asse temporale (o più propriamente "angolare"), rispetto all'origine dei tempi. In realtà la "fase" è più utile quando si mettono in relazione due segnali tra loro e si dice che "questo è sfasato rispetto a quello di X gradi" (o radianti).

Trattamento di un segnale periodico

Con le premesse fatte, il segnale periodico è pronto per essere "iniettato" nel circuito elettronico, che effettuerà su questo segnale una "elaborazione" e lo restituirà in uscita, opportunamente "trattato".
A questo punto dobbiamo fare una precisazione. Se il circuito di cui stiamo parlando è *passivo*, cioè non possiede una sorgente di alimentazione, ciò che otterremo in uscita sarà senza dubbio minore in modulo di ciò che abbiamo posto in ingresso; viceversa, se il circuito è *attivo* (come ad esempio un amplificatore) il segnale di uscita potrà possedere ampiezza maggiore di quello in ingresso.
Queste considerazioni riguardano il legame tra il modulo del segnale di ingresso e il modulo del segnale di uscita.
Per quanto riguarda la relazione che ci sarà tra la fase del segnale di ingresso e la fase di quello di uscita, questo non dipende (principalmente) dalla presenza o meno di una sorgente di alimentazione, ma dalla tipologia del circuito.

Figura 26 Segnale sinusoidale di ingresso per un circuito

Il diagramma del modulo

I diagrammi di Bode sono la rappresentazione grafica dell'andamento del modulo e della fase del segnale di uscita di un circuito, al variare della frequenza del segnale di ingresso.
Sono molto utili in quanto permettono, con un

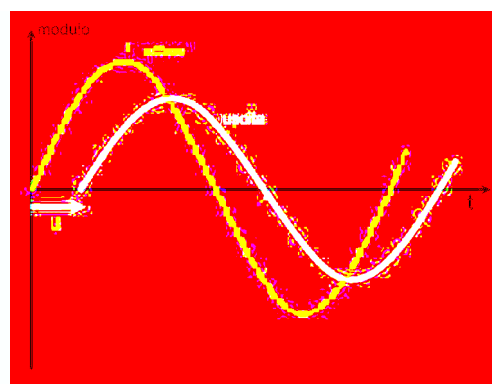



Figura 27 Il segnale di uscita viene modificato in modulo e fase rispetto a quello di ingresso

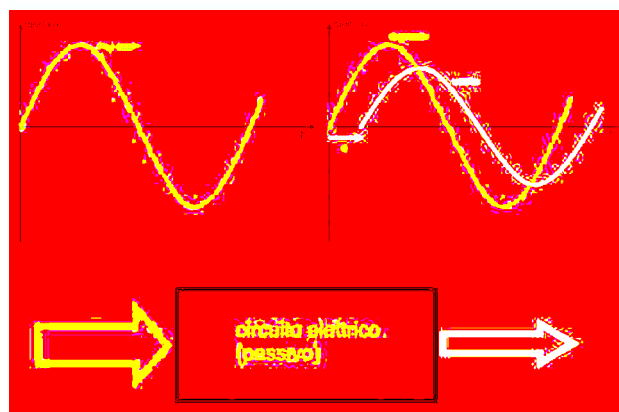



Figura 28 Situazione complessiva tra ingresso ed uscita del circuito

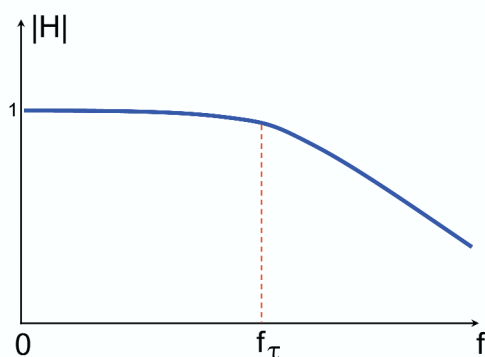



Figura 29 Un esempio di diagramma di Bode

colpo d'occhio, di vedere il comportamento di un circuito in funzione della frequenza. È possibile dunque vedere quando un circuito comincia ad attenuare oltre un certo valore, è possibile accorgersi di quando lo sfasamento tra uscita ed ingresso diventa eccessivo, o comunque di avere a portata di mano l'analisi in frequenza di una rete elettrica. È utile sottolineare che i diagrammi di Bode non sono utilizzati solo in elettronica, ma che in realtà essi provengono dalla teoria dei controlli automatici.
Tali diagrammi vengono infatti utilizzati per analizzare il comportamento in frequenza di sistemi meccanici nel senso più generale del termine. Si utilizzano infatti per valutare la stabilità di telai meccanici, di motori, di ponti, di costruzioni, eccetera.
Per realizzare i diagrammi di Bode occorre studiare il circuito nel *dominio della frequenza*, ovvero ricorrere al "metodo dei fasori" per lo studio di reti elettriche in regime sinusoidale. Lo studio di tale metodo esula dai nostri scopi, pertanto rimandiamo i Lettori interessati ai testi citati in bibliografia.
Per i nostri scopi ci soffermeremo sul diagramma del modulo; per realizzarlo:

- Si disegna il circuito nel dominio della frequenza.
- Si esprime la grandezza di uscita in funzione della grandezza di ingresso.
- Si fa il rapporto tra la grandezza di uscita e quella di ingresso; tale espressione prende il genere il nome di "funzione di trasferimento" del sistema, e si indica con la lettera H.
- Si ricava il modulo |H| della funzione H.
- Si riportano i valori assunti da |H| al variare di f.

Quello che si ottiene è un diagramma che si presenta come in figura 29.

Il filtro RC

Consideriamo un circuito RC, avente in ingresso un generatore sinusoidale con frequenza f variabile (figura 30). Dopo aver trasformato il circuito nel dominio dei fasori, scriviamo la tensione di uscita V_u in funzione di quella di ingresso V_i, e valutiamo la funzione di trasferimento H.

Per un semplice circuito RC la funzione di trasferimento vale

$$H(f) = \frac{1}{1 + j(2\pi f)RC}$$

ed il suo modulo è

$$|H| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f)^2 R^2 C^2}}$$

Questa funzione, rappresentata in un diagramma di Bode, possiede l'andamento di figura 31.

Interpretiamo il diagramma

Per basse frequenze, cioè per piccoli valori di f, il rapporto tra il modulo della tensione di uscita e quello della tensione di ingresso è quasi unitario; la tensione di uscita non differisce molto da quella di ingresso.
Siamo a basse frequenze, pertanto il condensatore non fa sentire la sua presenza ed il resistore non modifica la tensione di ingresso. Si dice che la tensione di ingresso non viene "tagliata" o "attenuata" e che quindi "il filtro non taglia".

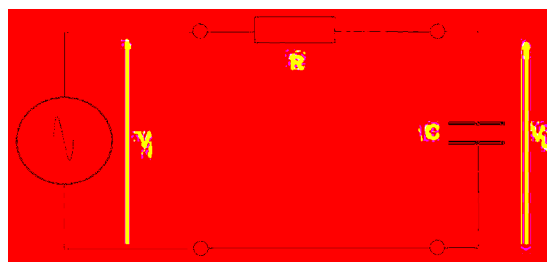



Figura 30 Un filtro RC

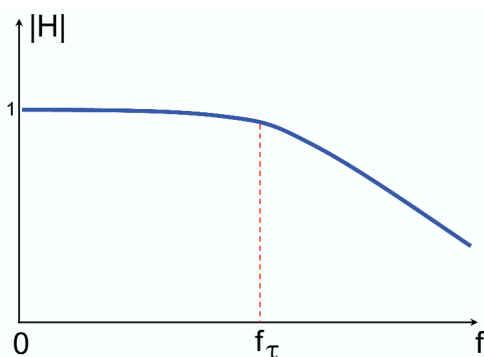



Figura 31 Modulo della funzione di trasferimento H per un circuito RC

Per frequenze che si avvicinano al valore

$$f_\tau = \frac{1}{2\pi RC}$$

il modulo della tensione di uscita tende a diminuire, diventando inferiore a quello della tensione di ingresso (il circuito comincia a "tagliare"); nel punto

$$f_\tau = \frac{1}{2\pi RC}$$

il valore del modulo della tensione di uscita è $\sqrt{2}$ volte inferiore a quello della tensione di ingresso; tale valore di frequenza prende il nome di "frequenza di taglio" f_τ del filtro ed è una sua caratteristica.
Per valori di frequenza superiori a f_τ il modulo della tensione di uscita continua a diminuire, cioè il filtro "taglia sempre di più" le frequenze superiori a quella di taglio.

Consideriamo un circuito pratico, in cui il filtro RC sia formato da un resistore con R=100 Ω e da un condensatore avente C=1 μF. In ingresso al filtro poniamo un generatore sinusoidale avente tensione massima pari a 1V e con frequenza variabile.
La frequenza di taglio del filtro vale

$$f_\tau = \frac{1}{2\pi RC} = 1592.35 \text{ Hz}$$

Possiamo analizzare il filtro con l'aiuto del simulatore Cadlogix. Dal menu AnalogSim posto in alto, selezioniamo "configura analisi" e spuntiamo l'opzione "AC Sweep"; cliccando sul botto-

Figura 32 Finestra di configurazione dell'analisi in frequenza di Cadlogix

ne "SETUP" si aprirà una finestra dove sarà possibile inserire l'intervallo di frequenza nel quale effettuare l'analisi e la modalità di variazione dei valori (figura 32).
Siccome la frequenza di taglio del filtro è f_τ=1592.35 Hz, scegliamo un intervallo di analisi che la contenga. Dopo aver cliccato OK sulle due finestre, avviamo la simulazione con il comando RUN posto nel menu di AnalogSim.
Apparirà una finestra con degli assi cartesiani (per la frequenza e l'ampiezza) nella quale dobbiamo scegliere quale grandezza visualizzare; scegliamo la tensione V2 ai capi del condensatore (per come abbiamo disegnato il circuito il nodo 2 è quello a cui è collegato il condensatore) e clicchiamo OK.
Apparirà il diagramma di figura 33, nel quale si vede che, in corrispondenza della frequenza di taglio, la tensione ai capi del condensatore è ridotta di $\sqrt{2}$ volte, rispetto a quella di ingresso, e vale 0.707 V.

I decibel

Analizzando il comportamento di un circuito, si

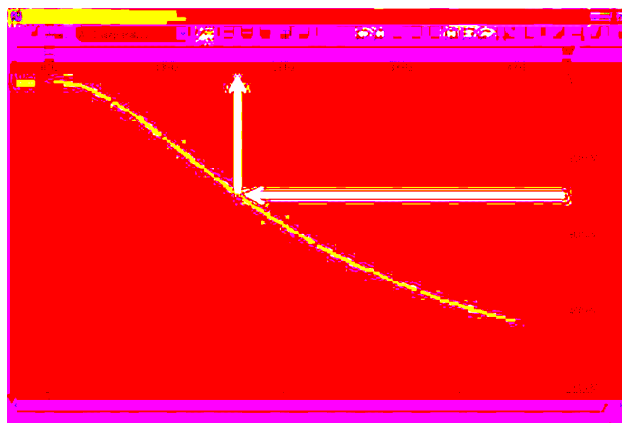



Figura 33 Diagramma di Bode ottenuto col simulatore

pongono sempre in relazione il segnale di uscita con quello di ingresso. Può essere utile semplicemente vedere se il segnale di ingresso viene amplificato o attenuato e, quando si devono confrontare le ampiezze di due segnali, è utile passare alle misure logaritmiche.
Avrete spesso sentito parlare del "*decibel*". Il decibel è un'unità di misura che serve per quantificare un rapporto tra due grandezze omogenee. Facciamo un esempio.
Supponiamo di avere un amplificatore, e chiamiamo V_u e V_i le sue tensioni, rispettivamente di uscita e di ingresso. Trattandosi di un amplificatore è ovvio aspettarsi V_u maggiore di V_i.
Per caratterizzare l'amplificatore facciamo il rapporto tra V_u e V_i

$$A = \frac{V_u}{V_i}$$

poi calcoliamone il logaritmo in base 10:

$$A = Log_{10} \frac{V_u}{V_i}$$

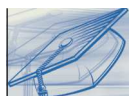
(se il logaritmo è in base 10 si scrive con la "L" maiuscola e si omette il pedice "10") questo rapporto, moltiplicato per 20, definisce l'amplificazione del dispositivo espressa in decibel; mettiamo quindi un pedice "dB" al simbolo A:

$$A_{dB} = 20Log \frac{V_u}{V_i}$$

Supponiamo adesso che l'amplificatore renda la tensione di uscita pari a 100 volte quella di ingresso (in modulo). Questo vuol dire che, se V_i= 1 mV, allora V_u=100 mV. Calcoliamo A:

$$A_{dB}=20Log\frac{V_u}{V_i}=20Log\frac{100mV}{1mV}20log(100)=20\times 2=40dB$$

Le so tutte!!!

Risposta al quesito codice LST23601

Complimenti a quanti hanno risposto correttamente! Sul prossimo numero di Fare Elettronica troverete il nome del vincitore dell'abbonamento.

Per lo studio del punto di riposo del transistor è possibile considerare il circuito di figura in cui i condensatori sono stati considerati circuiti aperti e i 12V di alimentazione con le due resistenze di polarizzazione nella maglia di ingresso, sono state sostituite con il loro circuito equivalente costituito da Veq ed Req. Scrivendo l'equazione della maglia di ingresso (considerando V_{BE}=0,7V) si ottiene il valore della corrente di base I_B=(Veq-V_{BE})/Req=1mA (circa). L'equazione alla maglia di uscita è invece 12-R_3Ic-V_{CE}=0 che riportata nel grafico delle caratteristiche è una retta (in blu nella figura). L'intersezione tra tale retta e la caratteristica corrispondente a I_B=1mA dà il punto di riposo (anche se la caratteristica corrispondente a I_B=1mA è fuori dal grafico la sua intersezione con la retta di carico è sicuramente il punto rosso nel grafico). Si noti che il transistore risulta in saturazione (V_{CE}=0,2V), per cui non può funzionare come stadio amplificatore.

essendo il Log(100)=2, l'amplificazione calcolata seguendo questa strada si dice che vale 40 dB.
Quindi un'amplificazione di 1000 volte vale 60 dB, una di 10000 vale 80 dB, e così via.
Se un segnale è il doppio di un altro, il loro rapporto è pari a +6 dB, poiché

$$A_{dB} = 20Log\frac{V_u}{V_i} = 20Log\frac{2V_i}{V_i}\ 20log2 = 6dB$$

Fate attenzione, perché ragionando in dB, diventa importante il segno che precede il valore. Se il rapporto tra V_u e V_i è +6 dB vuole dire che V_u è il doppio di V_i in ampiezza, ma se il rapporto fosse – 6dB, vorrebbe dire che il rapporto è la metà.
Quindi valori in dB preceduti dal segno "-" derivano da attenuazione, quindi da circuiti passivi; valori positivi sono originati da amplificazione e quindi da circuiti attivi.
Per chiarire questo discorso, riprendiamo il filtro RC di prima. Vi ricordate la frequenza di taglio del filtro?
Bene, sapreste spiegare perché è anche chiamata "*frequenza a -3 dB*"? A questa frequenza il segnale di uscita vale in ampiezza

$$\frac{1}{\sqrt{2}}$$

volte il segnale di ingresso; calcoliamo il loro rapporto in decibel:

$$A_{dB}=20Log\frac{V_u}{V_i}=20Log\frac{\frac{1}{\sqrt{2}}V_i}{V_i}=20log\ 0.707=-3.011dB$$

Ecco la spiegazione. In corrispondenza della frequenza f_τ il segnale di uscita è ridotto rispetto a quello di ingresso in ampiezza, ed il loro rapporto vale – 3 dB.
Quindi la frequenza di taglio viene anche indicata come f_{-3dB}.
Con le precisazioni fatte, il diagramma di Bode del filtro RC si rappresenta come in figura 34.
È possibile costruire una tabella, riportando il valore dei decibel corrispondenti a valori differenti di rapporto di tensioni.

Rapporto tra le tensioni [Vu/Vi]	Rapporto espresso in dB [A_{dB}]
0.1	-20
1.0	0.0
2,0	6.02
3.0	9.54
6.0	15.56
8.0	18.06
10.0	20
100.0	40

Il principio di sovrapposizione degli effetti

Se fossi un Lettore, a questo punto, avrei una domanda da porre. La maggior parte dei circuiti elettronici elaborano segnali che non sono sinusoidali, ma sono forme d'onda quadre, triangolari, eccetera. Lo stesso microfono, collegato ad un amplificatore, effettua trattamenti sulla voce umana, su segnali che provengono da strumenti musicali e che quindi non sono sinusoidi pure. Ma allora, come possono tornarmi utili questi diagrammi, dato che tutti gli esempi fatti finora considerano segnali sinusoidali? Questa è un'ottima domanda, la cui risposta è tutt'altro che semplice. Vediamo di rispondere, almeno in modo introduttivo, rimandando ulteriori dettagli al futuro.
Il diagramma di Bode di un sistema ci dice come reagisce un sistema a tutte le frequenze che possono presentarsi al suo ingresso. Ovviamente queste frequenze possono entrare nel sistema anche contemporaneamente, non ci sono vincoli a questo. Un sistema lineare, con i quali abbiamo a che fare noi nella maggior parte dei casi, rispetta il "principio di sovrapposizione degli effetti".
Questo principio sancisce che un sistema lineare risponde ad un segnale composto dalla somma di più segnali, nello stesso modo in cui reagirebbe se questi segnali fossero posti al suo ingresso separatamente.

Consideriamo adesso quanto accennato da Maurizio Del Corso nell'articolo riguardante il trasformatore, a pagina 74 del numero di Gennaio 2005.
Se poniamo in ingresso ad un sistema un'onda quadra, composta da un'armonica fondamentale e da infinite armoniche successive, il diagramma di Bode del sistema ci permette di vedere quali saranno le armoniche "tagliate" oltre un certo limite e quali attraverseranno il sistema pressoché inalterate.

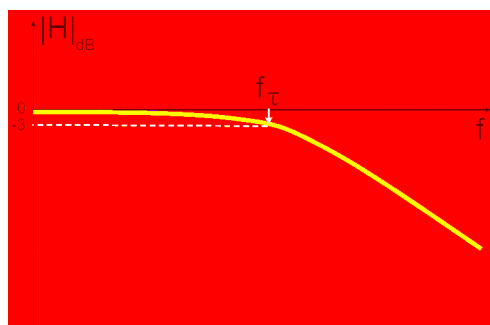



Figura 34 Diagramma di Bode col modulo in decibel

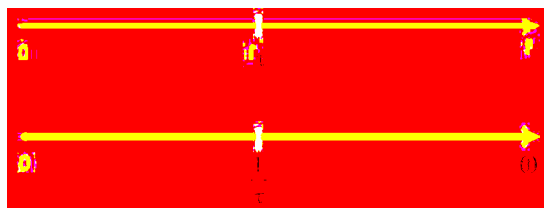



Figura 35 Asse delle frequenze e delle pulsazioni angolari

Alcuni esempi

I diagrammi di Bode vengono spesso realizzati rappresentando l'asse delle ordinate in scala lineare e l'asse delle ascisse in scala logaritmica. A volte l'asse delle ascisse è tarato in valori di ω [rad/s], piuttosto che in frequenza f [Hz]. In tal caso notate che la pulsazione di risonanza è proprio uguale a $1/\tau$ (figura 35).
La scala logaritmica sull'asse della frequenza consente di rappresentare, a parità di lunghezza del disegno, un intervallo maggiore di valori.
Guardiamo l'asse delle frequenze nella figura 36. La distanza tra il "10" e il "100" è la stessa che c'è tra il "100" e il "1000", e così via.
Se la scala fosse lineare, al posto del "100" avremmo il "20", al posto del "1000" il "30" e via dicendo.

La frequenza di risonanza

Avrete senza dubbio sentito nominare, almeno una volta, questo termine: "frequenza di risonanza".
La risonanza è un fenomeno sfruttato frequentemente, anche a nostra insaputa. Una chitarra emette il suono grazie alla sua "cassa di risonanza", senza la quale potremmo solo udire un flebile suono dovuto alla vibrazione della corda, che invece viene notevolemnte amplificato grazie a questo fenomeno.
Un sistema meccanico, edile o elettronico, possiede alcune frequenze proprie, dovute alla sua struttura, che vengono dette "frequenze naturali".
Se una forza periodica viene applicata ad un sistema vibrante, l'ampiezza del moto di oscillazione del sistema sarà maggiore quando la frequenza della forza applicata sarà uguale (o vicina) ad una delle frequenze naturali del sistema.
Il fenomeno della risonanza è importante in acustica per la produzione di suoni, in elettrotecnica per lo studio di circuiti elettrici, in elettronica per l'analisi e il progetto di filtri e circuiti di sintonia (un elemento importante in tal senso è il quarzo) e in fisica atomica per l'emissione di radiazione elettromagnetica da parte degli atomi.
Il fenomeno della risonanza si manifesta dunque come un'amplificazione (in genere incontrollata) della perturbazione di ingresso.
Da quanto detto è facile intuire che il diagramma di Bode di un sistema, che possiede una frequenza di risonanza, presenta un picco di ampiezza in corrispondenza di tale valore.

Potete dare un'occhiata ai diagrammi riportati da Massimiliano Premoli a pagina 97-98 del numero di Gennaio 2005 (ancora lui).
Essi rappresentano i diagrammi di Bode della

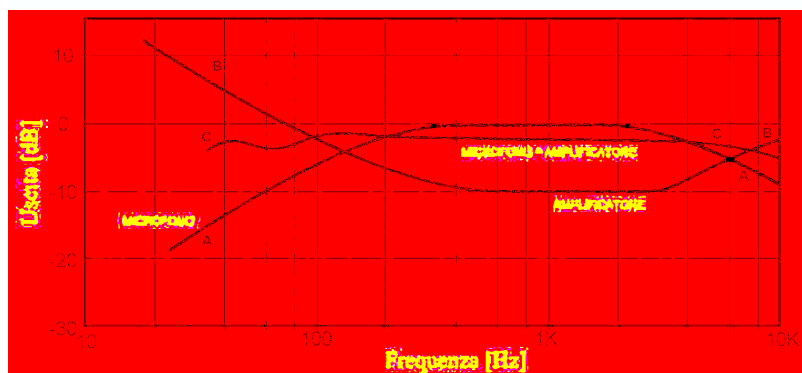



Figura 36 Diagramma di Bode di un sistema composto da microfono ed amplificatore

reattanza e dell'impedenza di un condensatore. Se leggete l'articolo, noterete anche un accenno molto interessante alla frequenza di autorisonanza del condensatore.
I diagrammi di Bode sono uno strumento molto potente in fase di progetto perché, per la teoria che sta a monte (e che qui non affrontiamo), è possibile dimostrare che il diagramma di Bode del modulo e della fase della cascata di più sistemi, è la somma dei diagrammi dei singoli sistemi.
Questo significa che se avessimo un sistema composto da microfono ed amplificatore, è chiaro che il nostro desiderio sarebbe quello di ottenere il maggior spettro possibile di frequenze, tutte trattate dall'impianto allo stesso modo. Vorremmo cioè un diagramma di Bode il più piatto possibile.
Conoscendo il diagramma di Bode del microfono e dell'amplificatore, la loro somma ci fornisce il comportamento in frequenza di tutto il sistema.

In figura sono riportate tre curve:

a. È la risposta in frequenza del microfono (si noti come reagisce bene alle basse frequenze)
b. È la curva relativa all'amplificatore (e si noti come è bassa la risposta alle basse frequenze)
c. È la somma delle due, dalla quale si vede che i comportamenti dei dispositivi alle basse frequenze si *compensano*, dando luogo ad una curva pressoché piatta.

Tale utilizzo del diagramma di Bode trova largo spazio nell'applicazione delle tecniche di compensazione, sia nel controllo di sistemi, sia nel progetto di filtri e circuiti con reazione.

Nella figura 36 si noti, ancora una volta, l'asse delle frequenze in scala logaritmica (che consente senza problemi di visualizzare un intervallo di frequenze molto ampio) e l'asse delle ordinate tarato in decibel ma con scala lineare.

PROSSIMA PUNTATA

Nella prossima puntata affronteremo i semiconduttori ed il primo dispositivo a stato solido: il diodo pn.

1. Il semiconduttore intrinseco.
2. Il semiconduttore estrinseco: drogaggio di tipo p ed n.
3. La giunzione pn.
4. Polarizzazione della giunzione pn.
5. La caratteristica tensione-corrente del diodo pn.

BIBLIOGRAFIA

Un'analisi approfondita delle reti in corrente continua e del metodo dei fasori si trova in:

E. Borchi, R. Nicoletti – "Circuti elettrici lineari", Vol. I, Soc. Ed. Esculapio, Bologna , 1999

Capitoli interessanti per lo studio dei diagrammi di Bode si trovano in

R. Mialich, G. Rossi – "Elettronica industriale – Sistemi e automazione", Vol. 1: introduzione ai sistemi di controllo, Ed. Calderini, Bologna, 1983.

A. De Santis, M. Cacciaglia, C. Saggese – "Corso di Sistemi", Vol. 2, Ed. Calderini, Bologna, 1998.

Il sistema DCC

Se avete digerito il contenuto del precedente articolo, possiamo cominciare a vedere i dettagli e il primo modulo del nostro sistema DCC.

Lo scopo di questo articolo è di dare una descrizione generale del sistema e di fornire i dettagli funzionali e costruttivi del modulo di comando. Nel prossimo articolo vedremo i dettagli dei moduli di potenza e le manualità sull'uso del software di controllo.

LE CARATTERISTICHE DEL SISTEMA

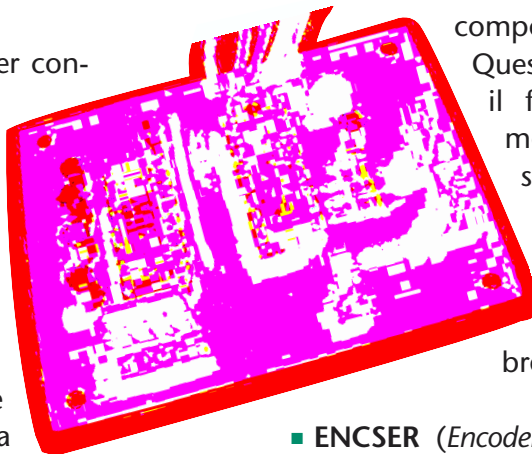
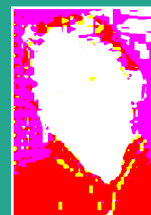
Il sistema è stato pensato per controllare un plastico di media complessità.
Le funzionalità offerte sono le seguenti:

- Controllo di 4 locomotive con possibilità di gestire: indirizzo (da 1 a 112), passi di velocità (14 o 28), luci e funzioni accessorie (da 1 a 4). A ciascuna locomotive è possibile assegnare un nome definito dall'utente.
- Controllo degli accessori, fino ad un massimo di 12. A ciascun accessorio è possibile assegnare: l'indirizzo (nel campo da 1 a 512), la coppia (da 1 a 4), un nome e due nomi per gli stati "On" e "Off".
- Gestione della modalità di servizio per la programmazione dei decoder. La modalità di servizio implementata è quella definita nel documento NMRA RP 9.2.3 *"Service mode instruction packet for direct mode"*.
- Funzione per la ricerca dell'indirizzo della locomotiva, utile nel caso in cui abbiamo una locomotiva di cui non conosciamo l'indirizzo.
- Funzione per la ricerca del valore contenuto in una variabile di configurazione, stesso discorso del caso precedente.
- Gestione di un binario di programmazione per la modalità di servizio.
- Controllo della potenza tornita dal BOOSTER al fine di evitare cortocircuiti o sovraccarichi sul binario.

L'Hardware

Il sistema, mostrato in figura 1, si compone di tre moduli separati. Questa scelta è stata adottata con il fine di poter riutilizzare i moduli in altri sistemi (di prossima realizzazione) oppure di poter sostituire alcuni di essi con prodotti commerciali (ad esempio il booster). Detto questo vediamo una breve descrizione del sistema.

- **ENCSER** (*Encoder SERiale*): Questo modulo è l'interfaccia tra booster e PC. È basato su un microcontrollore PIC16F628, e si occupa principalmente della conversione dei messaggi provenienti dalla linea seriale del PC in pacchetti DCC per il BOOSTER e del controllo dei segnali provenienti dal booster per la verifica dello stato del binario. Dispone di segnalazioni visive (Led) per monitorare il funzionamento del sistema e di un tasto per lo stop manuale, utile nei casi di blocco del software di controllo. Fate bene attenzio-

di Corrado D’Achille
wizgate@tiscali.it

Il modulo di comando

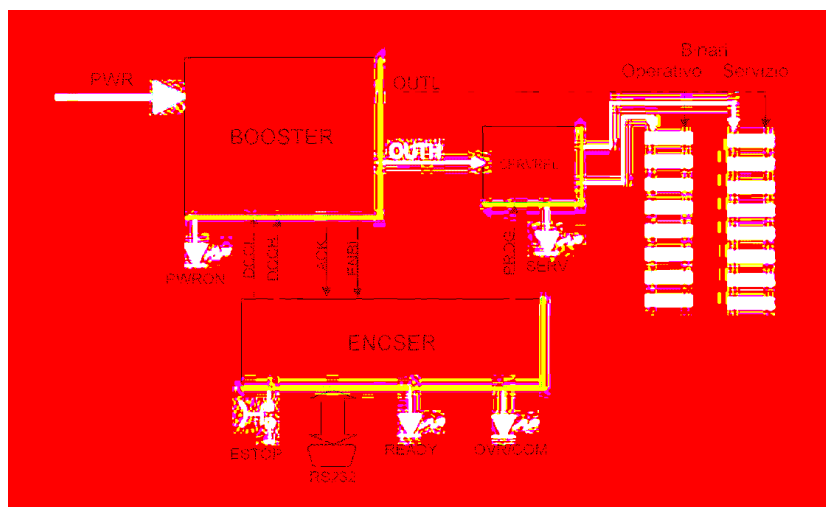



Figura 1 *Schema a blocchi del sistema*

ne alla terminologia che ho usato. Nel prosieguo dell’articolo con il termine “messaggio” identificherò le sequenze di dati scambiati sulla linea seriale, mentre con il termine “pacchetto” identificherò il segnale DCC verso il binario.

- **HBOOST**: (High BOOSTer) modulo di potenza per l’amplificazione del segnale DCC e il controllo dello stato del binario.
- **RELBIN** (*RELè per i BINari*): modulo che invia l’uscita del booster o al binario operativo o a quello di servizio a secondo della modalità di funzionamento del sistema.

All’insieme dei tre moduli ho dato il nome TDS ossia *“Treno Digitale Semplice”*.

Il software di controllo

Il software di controllo è costituito da due componenti: il software vero e proprio, residente sul PC e il firmware del microcontrollore.
Il software per il PC è costituito essenzialmente da un modulo per la presentazione e la gestione dell’interfaccia con l’utente (in pratica il pannello di controllo che abbiamo visto nella puntata precedente) e da un driver per la porta seriale. L’interfaccia è stata resa il più possibile “amichevole” tramite l’inserimento di funzioni per la configurazione dei parametri e l’assegnazione di nomi alle diverse parti del plastico. Il funzionamento e le modalità di utilizzo del software saranno descritte nel prossimo articolo. Il software è stato interamente realizzato con tools freeware (vedete il riquadro di approfondimento sui tools di sviluppo).
Il firmware del microcontrollore si occupa della gestione a basso livello del sistema, convertendo i messaggi ricevuti tramite la linea seriale del PC in pacchetti DCC, e inviando informazioni al PC sullo stato del sistema. Il firmware è stato sviluppato utilizzando un tool commerciale (le informazioni su questo tool le potete trovare sempre nel riquadro di approfondimento sui tools). Prima di procedere alla descrizione del modulo ENCSER vediamo, brevemente, come interagiscono software e firmware dal punto di vista logico. La struttura dati alla base di entrambi è la Tabella dei Pacchetti DCC. Questa tabella è composta da venti record ciascuno di due byte. Ogni record contiene le informazioni relative ad un particolare decoder. Software e firmware agiscono in maniera diversa sulle relative tabelle. Il software aggiorna un record in seguito alla modifica di un controllo sul pannello di comando. Il firmware, invece, preleva solo il contenuto di un record e lo converte in un pacchetto per il booster. Le due tabelle vengono tenute costantemente allineate tramite l’invio di messaggi di comando dal PC a TDS. Il software invia questi messaggi solo in

seguito alla modifica di un controllo sul pannello di comando. Il motivo dell'implementazione di questo meccanismo è legato alle tempistiche richieste dallo standard. Come vi ho anticipato nella puntata precedente, i pacchetti DCC devono essere emessi almeno ogni 30 millisecondi.
Il PC non è in grado di garantire questo periodo, in quanto la durata dei suoi processi è legata a vari fattori (non prevedibili). Adottando il meccanismo descritto, i problemi temporali vengono eliminati.

Figura 2 *Sequenza di scambio tra PC e TDS*

Il protocollo di comunicazione tra PC e PIC

Le comunicazioni tra PC e TDS sono regolate da un protocollo seriale 19200b/s 8bit senza parità. Al fine di garantire la correttezza dei messaggi scambiati il flusso dei dati è controllato attraverso l'utilizzo dei segnali CTS/RTS. Il protocollo è di tipo comando-risposta con il PC che svolge la funzione di master e TDS di slave. Questo significa che:

- Ad ogni messaggio di comando inviato dal PC

Gli ambienti di sviluppo software e hardware

Per lo sviluppo del software applicativo per il PC ho utilizzato un ambiente freeware: DEV-CPP. Questo ambiente fornisce una interfaccia IDE per il compilatore C++ MINGW. Unito alla libreria WXWINDOWS permette di creare applicativi anche molto complessi. Sul web potete trovare molti esempi di applicativi e anche software commerciale. Essendo ambiente e libreria rilasciati con una licenza pubblica, gli applicativi prodotti non hanno alcuna limitazione per la distribuzione, modifica e/o vendita. Per maggiori informazioni su DEV-CPP e per scaricare il pacchetto visitate il sito **http://www.bloodshed.net**.
Per la libreria WXWINDOWS il sito di riferimento è: **http://www.wxwindows.org**

Per lo sviluppo del firmware ho utilizzato il TOOL SOURCEBOOST della PICANT. È un buon compilatore che unito all'ambiente di sviluppo MPLAB della MICROCHIP, consente di sviluppare firmware per diversi microcontrollori, senza sforzarsi troppo. Ne esiste una versione freeware che può generare codice con alcune limitazione, ed ovviamente le versioni a pagamento che non hanno nessuna limitazione. Ma il punto di forza di questo ambiente è la presenza di alcuni Plug-in che consentono di simulare dei dispositivi esterni (LCD, I2C, LED e altro). L'utilizzo di questi Plug-in è molto semplice ed intuitivo, inoltre tempi di risposta, funzionalità ed altro, sono simulati in maniera molto accurata. Un'altra caratteristica interessante è la possibilità di generare un programma a partire dalla scelta del PIC. Questa funzionalità (detta in gergo "WIZARD") è disponibile solo per alcuni tipi di PIC e crea un software basato su un piccolo sistema operativo, che potrete personalizzare a vostro piacere.
Per maggiori dettagli visitate il sito http://www.picant.com

segue un messaggio di risposta da parte di TDS.
- TDS non può inviare messaggi in maniera autonoma, cioè può essere solo interrogato dal PC.

Il messaggio di comando è formato da tre campi:

- Un byte di identificazione (HEADER). Il byte è suddiviso in due parti. Nella parte alta (bit[7:4]) è codificato il codice del comando, nella parte bassa (bit [3:0]) la lunghezza del campo dati (espressa in numero di byte).
- Uno o più byte per i dati.
- Un byte di checksum che contiene l'OR esclusivo dei byte di dato e dell'header. Questo byte viene utilizzato dal firmware per verificare la correttezza del messaggio ricevuto.

Nella tabella 1 trovate i dettagli sul byte di header. Nella tabella 2, invece, sono descritti tutti i comandi attualmente gestiti.
Il messaggio di risposta è costituito da uno o più caratteri a seconda del tipo di comando ricevuto, i campi del messaggio sono:

- Dati: contiene i dati richiesti dal PC,
- Checksum: contiene l'or esclusivo del campo dati.
- Stato: fornisce informazioni circa lo stato del sistema, il formato di questo byte è indicato nella tabella 3.

Dati e checksum sono presenti solo se richiesti dal tipo di comando.

La sequenza di scambio tra PC e TDS (mostrata in figura 2) è gestita nel seguente modo:

- Il PC invia il byte di header a TDS e attende che il segnale CTS sia attivo.
- Quando il segnale CTS si attiva invia la parte restante del messaggio.
- Al termine dell'invio si mette in attesa del messaggio di risposta.
- Dopo l'invio di tutti i byte che compongono la risposta, TDS disattiva il segnale CTS.

IL MODULO ENCSER

I criteri che mi hanno guidato nella realizzazione di questo modulo sono stati il basso costo e la semplicità. Questi due fattori mi hanno obbligato a scegliere un microcontrollore diffuso e con la possibilità di gestire il protocollo seriale senza scrivere del codice dedicato. La scelta per forza di cose è caduta sul PIC16F628 che, oltre ad essere facilmente reperibile sul mercato, possiede due caratteristiche, a mio avviso, molto utili. La prima è la presenza interna di un oscillatore, che ci consente di evitare l'utilizzo di quarzi esterni. La seconda è la presenza di una funzione per la gestione di un linea seriale molto versatile e con un generatore di baudrate interno.

Lo schema elettrico e la descrizione funzionale

Lo schema elettrico è mostrato in figura 3. Nella descrizione la direzione dei segnali (ingresso o uscita) è riferita sempre al PIC. Partendo dalla sezione di interfaccia 232 (facente capo al connettore J2) , troviamo il classico MAX232 che si occupa di convertire i segnali standard-232 in segnali TTL. In questo caso oltre ai segnali per la ricezione e invio dei dati (TXD, RXD) sono stati utilizzati i segnali CTS e RTS. L'utilizzo di questi segnali verrà discusso nella sezione dedicata al firmware. I segnali per il colloquio con HBOOST sono localizzati sul connettore J4. I segnali DCCH e DCCL sono le uscite per il pilotaggio di HBOOST mentre i segnali PCAL e ACK sono ingressi di controllo e servono per monitorare lo stato del binario. Il segnale PCAL (attivo basso) indica che si è verificata una condizione di sovraccarico nel booster. Il segnale ACK è quello che, durante la modalità di servizio, informa il modulo della avvenuta

BIT	NOME	DESCRIZIONE
7÷4	CODICE_COMANDO	Identificativo del messaggio (Vedi tabella 2).
3÷0	LUNGHEZZA (LEN)	Numero di byte di dato.

Tabella 1 *Formato del byte header*

CODICE COMANDO	LEN	NOME	FORMATO/AZIONI
0000	0	NULLO	Nessuna operazione viene eseguita
0001	0	START OPER	Dopo la ricezione il sistema viene posto in modalità operativa.
0010	0	START_SERV	Dopo la ricezione il sistema viene posto in modalità di servizio.
0011	0	STOP	Dopo la ricezione il sistema termina la modalità corrente.
0100	3	OPER_PACK	Messaggio operativo, contiene I dati per il controllo di un dispositivo DCC. Il messaggio contiene due informazioni. L'indice del record della tabella dei pacchetti e il contenuto del pacchetto secondo il formato DCC. L'indice varia da 0 a 19 ed è assegnato nel seguente modo: 0,1: Locomotiva 1, Funzioni accessorie della locomotiva. 2,3: Locomotiva 2, 4,5: Locomotiva 3, 6,7: Locomotiva 4. 8-19: Pacchetti per gli accessori fissi. Per esempio il messaggio per controllare la locomotiva 3 ha il seguente formato: 0000100 0AAAAAA 01DLVVVV
0101	3	CV_PACK	Messaggio di servizio. Contiene I dati per la programmazione di una CV. Il formato dei byte di dato è quello per la programmazione in modalità diretta.
0110	0	CBIT	Il sistema risponde con il byte di stato.
0111	0	VERS	Il sistema risponde con un messaggio di 3 caratteri, contenenti la versioni del hardware, del firmware e una checksum. Le versioni sono codificate nel formato 0xUD (U= Intero, D= Decimali) ossia 0x10 corrisponde alla versione 1.0.

Tabella 2 *Descrizione dei messaggi*

ricezione del segnale di ACKNOWLEDGE. Dal connettore J4 viene anche prelevata la tensione di alimentazione per il modulo. Il connettore J5 va direttamente al pulsante di ESTOP. Il connettore J1 va al modulo di servizio, che verrà descritto nella prossima puntata. La resistenza serie (R2) è stata inserita per facilitare la connessione di un led, nel caso in cui si decida di non realizzare il modulo di servizio. Il segnale SERV indica la modalità in corso. Se alto siamo in modalità di servizio se basso in modalità operativa. Il connettore J2 va ai led di segnalazione.

Il led RDY segnala che il modulo è disponibile al funzionamento. In caso di attivazione dei segnali PCAL e ESTOP il led viene spento. Il led COM si accende durante la ricezione di messaggio dalla linea seriale. Il PIC sfrutta l'oscillatore interno la cui precisione è più che sufficiente per i nostri scopi.

BIT	NOME	VALORE	DESCRIZIONE
7	ECHO	Identificativo del comando a cui si riferisce la risposta.	È la copia dei bit[7:4] dello HEADER del messaggio di comando.
6			
5			
4			
3	ACK	1=Acknowledge ricevuto 0=Acknowledge non ricevuto	Questo bit viene gestito solo durante la modalità di servizio.
2	ESTOP	1= Richiesta di stop di emergenza 0= Stop di emergenza non attivo	L'utente ha premuto il tasto di ESTOP.
1	OVER	1= Sovraccarico in uscita 0= Booster OK	HBOOST è andato in sovraccarico, oppure il binario è in corto.
0	COMM	1= Comando Errato 0= Comando OK.	Questo bit indica che il messaggio di comando contiene degli errori oppure non è stato ricevuto correttamente da TDS. Gli errori possono essere: ■ L'identificativo è sconosciuto. ■ La checksum del messaggio è errata. ■ La lunghezza del messaggio è errata.

Tabella 3 *Formato del byte di risposta al comando*

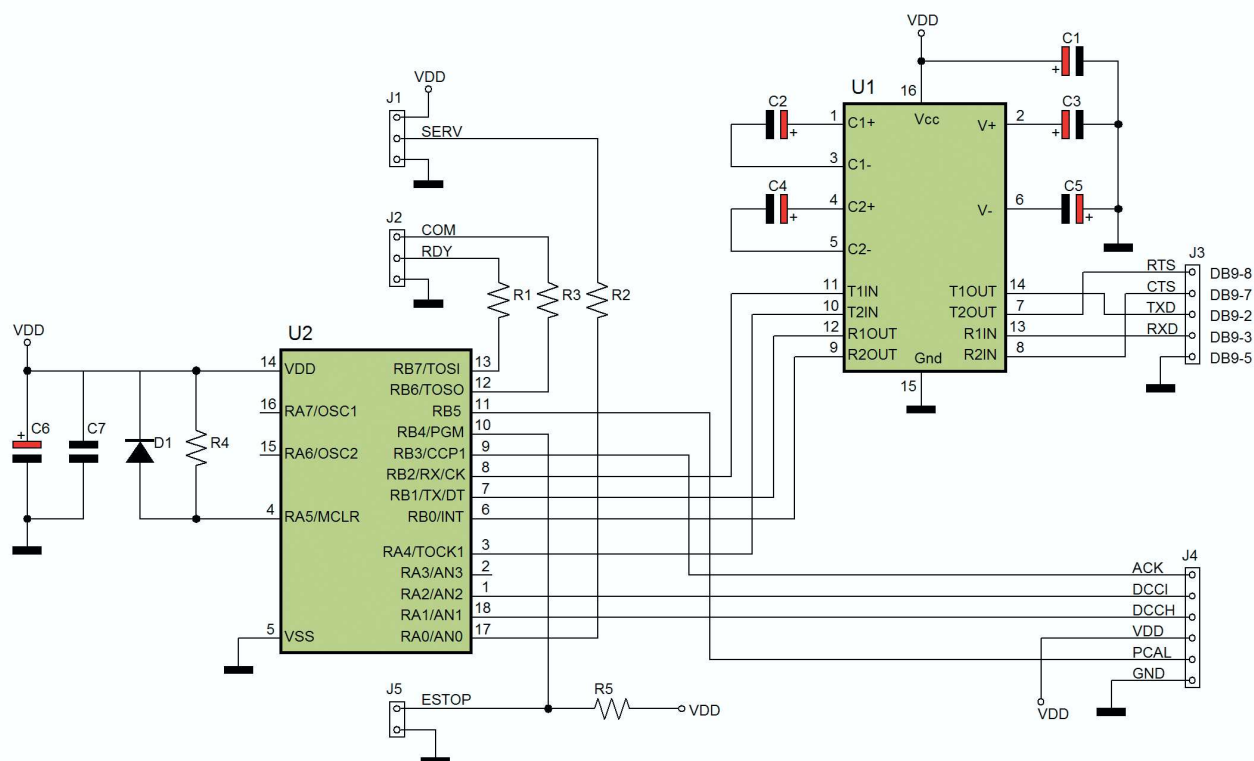



Figura 3 *Schema elettrico del modulo ENCSER*

Reset
Inizializza Porte
Inizializza Linea Seriale
Ricevuto Carattere?
SI
Elabora Carattere
Header Valido?
SI
Leggi il Messaggio
NO
Stato.0 = 1
NO
Messaggio Valido?
SI
Esegui Il comando
Verifica Stato Binario
Prepara La risposta
Invia La risposta
NO
Modalità Operativa?
SI
Invia Pacchetto DCC

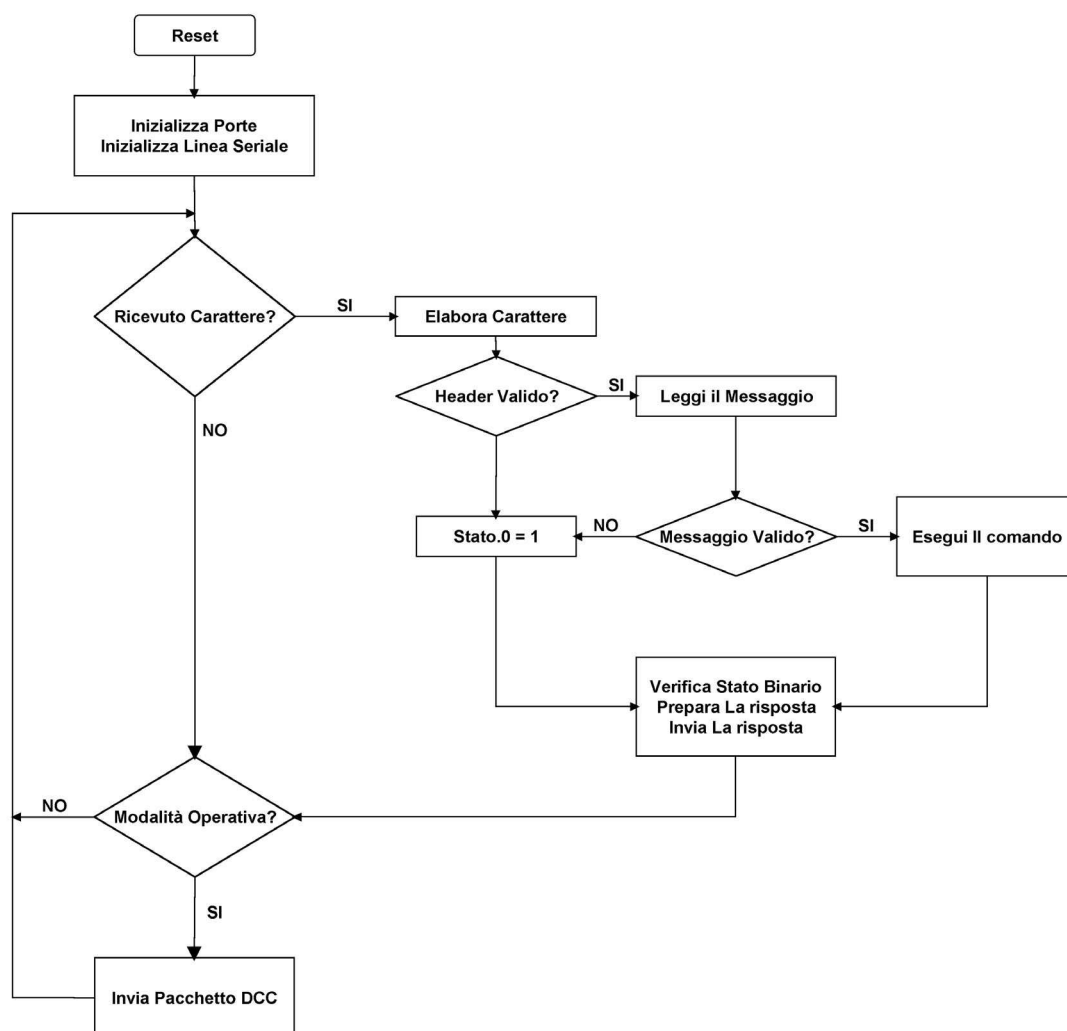



Figura 4a *Fflusso principale del firmware*

Il firmware del PIC

Il firmware è diviso in due componenti: una dedicata al flusso operativo principale (figura 4a) e una riservata alla gestione dei segnali PCAL e ESTOP (figura 4b). Questa divisione è stata scelta per consentire una gestione immediata dei segnali PCAL e ESTOP.

Il flusso operativo principale parte con la configurazione delle porte e della linea seriale del PIC. Dopo di che, entra in un ciclo di controllo che esamina a rotazione i vari input e, in caso di attivazione, esegue le procedure associate.

Il primo segnale esaminato nel ciclo è il flag di ricezione di un carattere (RCIF). Se il flag è attivo (è stato ricevuto un carattere) il carattere viene letto e, se riconosciuto come un comando valido, viene letto il resto del messaggio ed eseguito il comando associato. Durante l'elaborazione del messaggio vengono eseguiti diversi controlli, in particolare:

- Viene verificata la lunghezza del messaggio che deve coincidere con quella indicata nel header.
- Viene verificato che tutti i caratteri del messaggio siano stati ricevuti in maniera corretta.
- Viene verificato il checksum.

Se uno di questi controlli fallisce viene posto a 1 il relativo bit del byte di stato e il comando associato al messaggio non viene eseguito.

Terminata la fase di lettura viene controllato lo

stato del binario. Il controllo viene eseguito su un flag gestito dalle routine di interrupt.
Anche in questo caso il valore del flag viene codificato all'interno dei relativi bit del byte di stato.
In ogni caso, qualunque sia l'esito di questi controlli, il byte di stato viene spedito verso il PC.
Nel caso in cui il messaggio contenga un comando di servizio valido, viene anche controllato lo stato del segnale di ACK.
L'esecuzione e il controllo vengono effettuati solo se il sistema è in modalità di servizio. Il risultato dell'operazione di controllo viene codificato nel bit 3 del byte di stato.
Terminata la fase di elaborazione del messaggio, viene controllata la modalità in corso. In caso di modalità operativa viene prelevato il contenuto di un record dalla tabella dei pacchetti, convertito in una sequenza DCC e spedito al booster.
Il codice che si occupa di questa conversione è costituito da un gruppo di routine che serializzano il dato da spedire. A causa delle rigorose tempistiche dei segnali DCC queste routine sono state scritte introducendo delle ottimizzazioni in linguaggio assembler. Le operazioni di conversione sono critiche e non possono essere interrotte. Questo spiega il motivo dello spezzettamento della sequenza di scambio dei messaggi. Durante l'invio di un pacchetto la linea seriale non viene gestita per almeno 6 ms (durata media di un pacchetto). In questo periodo il PC potrebbe inviare fino a 11 byte (tenendo conto

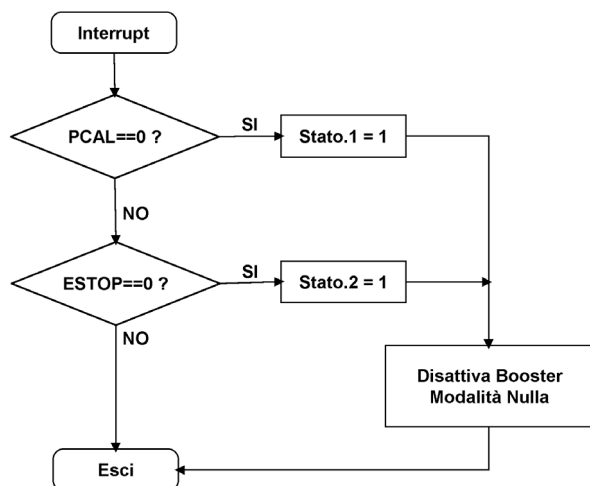



Figura 4b *Flusso di gestione dei segnali PCAL e ESTOP del firmware*

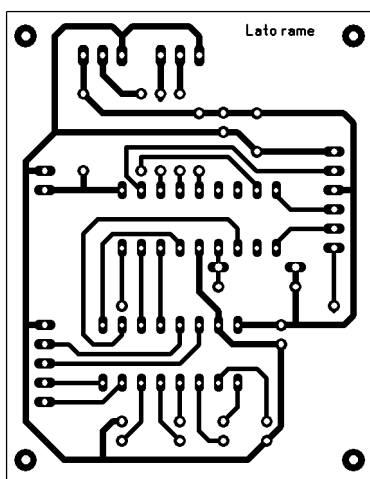



Figura 5 Circuito in scala 1:1 (lato rame)

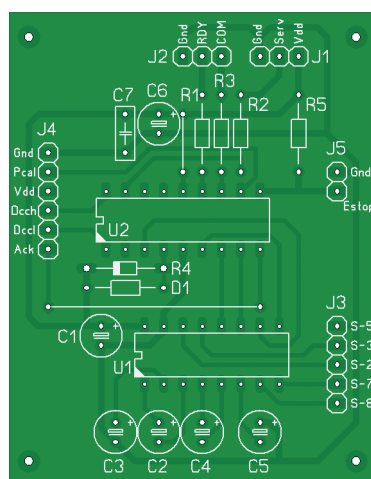



Figura 6 Posizionamento dei componenti

della velocità di trasmissione (un carattere viene inviato in 520 µs).
Il PIC dispone di una memoria di buffer sulla linea seriale, profonda 3 byte, quindi non sufficiente a contenere tutti i caratteri spediti.

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
R1,R2,R3	470 Ω 1/4 W 5%
R4	12 KΩ 1/4 W 5%
R5	10 KΩ 1/4 W 5%
C1,C2, C3,C4,C5	1 µF 25 V elettrolitico
C6	10 µF 25 V elettrolitico
C7	100 nF 63 V ceramico
D1	1N4148
U1	MAX232
U2	PIC16F628
DL1, DL2	Led
P1	Pulsante normalmente aperto.
J1,J2	Connettore da C.S. passo 2,54 3 poli
J3	Connettore da C.S. passo 2,54 5 poli
J4	Connettore da C.S. passo 2,54 6 poli
J5	Connettore da C.S. passo 2,54 2 poli
P1	Connettore SUBD 9 poli femmina

In questo caso i caratteri in eccesso andrebbero persi. Spezzando la sequenza, ENCSER si sincronizza su ogni header inviato. Mi rendo conto che la descrizione non esaurisce tutti gli aspetti funzionali del firmware, ma sul sito di Fare Elettronica trovate i sorgenti, che potete scaricare e studiare. Ovviamente per qualsiasi dubbio non esitate a contattarmi via email.

IL MONTAGGIO

Il montaggio non presenta particolari difficoltà. Una volta in possesso del circuito stampato (mostrato in figura 5) procedete al montaggio dei componenti (il piano di montaggio è in figura 6) iniziando da quelli a più basso profilo e così via fino a quelli più alti.
La foto all'inizio dell'articolo mostra il prototipo realizzato.
Dopo aver montato e verificato il tutto, dovete programmare il microcontrollore. Il file di programmazione potete scaricarlo dal sito di Fare Elettronica (encser_v10.hex).
Per la programmazione usate uno dei tanti programmatori presenti in rete. Personalmente utilizzo un semplice programmatore per porta seriale (http://www.jdm.homepage.dk/newpic0.htm) in unione con il software IC-PROG (www.ic-prog.com).
Per il collaudo del modulo, dovete attendere la prossima puntata. L'unica prova che potete fare è quella di alimentare il modulo con una tensione di 5volt e verificare che il led RDY si accenda. Ponendo a massa PCAL o ESTOP il led RDY dovrebbe spegnersi.

CONCLUSIONI

Nella prossima puntata affronteremo tutti gli aspetti riguardanti la costruzione dei moduli di potenza, il cablaggio di tutti i moduli in un contenitore e l'utilizzo del software residente sul PC. Nell'attesa, per ogni dubbio, non esitate a contattarmi tramite email.
Alla prossima puntata.

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

Non vi è apparecchiatura elettronica che non faccia uso di uno o più amplificatori operazionali. Le caratteristiche di questo componente, infatti, sono tali da renderlo indispensabile - e spesso insostituibile - in un campo di applicazioni estremamente vasto.

Inizia, con questo articolo, un'esposizione di tutto quanto concerne l'amplificatore operazionale che, anche definito op-amp, è senz'altro il componente attivo più presente nella quasi totalità delle apparecchiature elettroniche. Il Lettore che dovesse seguire quanto di volta in volta verrà esposto, apprenderà non soltanto il principio di funzionamento dei diversi tipi di op-amp presenti sul mercato, ma altresì le modalità di dimensionamento dei tanti circuiti che saranno periodicamente esposti. E dei quali, nella maggior parte dei casi, sarà fornita la simulazione tramite il software Spice.

1.1 GENERALITÀ

Il motivo del diffusissimo impiego dell'op-amp è evidente scorrendo le caratteristiche qui elencate del componente. L'operazionale ha infatti:

- Elevata impedenza di ingresso (teoricamente infinita).
- Bassa impedenza di uscita (teoricamente eguale a zero).
- Guadagno teoricamente infinito; in pratica facilmente modificabile agendo sul valore di pochi componenti passivi.
- Ampia banda passante nella maggior parte delle configurazioni circuitali.
- Comportamento stabile.
- Utilizzazione con un numero spesso assai limitato di componenti esterni.

In commercio gli op-amp si trovano in involucri plastici e metallici a 5, 6, 8, 10 e 14 terminali e di dimensioni anche notevolmente ridotte. L'operazionale LMC8101 della National Semiconductor, per esempio, nella versione SMD ha un ingombro di (1,45 mm x 1,45 mm) per 1 mm di altezza. A dimensioni così ridotte si è pervenuti tramite un'integrazione sempre più spinta per far fronte alla esigenze di minimo ingombro prevalentemente richiese dalle apparecchiature portatili.

Nella sua schematizzazione più classica l'amplificatore operazionale si rappresenta come nella figura 1.1, ossia con cinque terminali: due di ingresso, *a* e *b*, uno di uscita, *out*, e due per l'alimentazione duale $+V_{CC}$ e $-V_{EE}$ entrambe riferite a massa.
L'ingresso *a*, indicato col segno (+) è detto non invertente, mentre l'ingresso *b*, indicato dal segno (–) è detto invertente. Queste definizioni derivano dal fatto che applicando un segnale all'ingresso (+) si otterrà in uscita un segnale con la stessa fase; applicando un segnale all'ingresso (–) si otterrà in uscita un segnale sfasato di 180°.
Pertanto, in generale, un segnale crescente (decrescente) sull'input non invertente fornirà

di Nico Grilloni
n.grilloni@farelettronica.com

Generalità sull'op-amp
Il guadagno ad anello aperto

in uscita un segnale crescente (decrescente), mentre un segnale crescente (decrescente) sull'input invertente fornirà in uscita un segnale decrescente (crescente).
Ciò è evidente nella figura 1.2 dove a un segnale sinusoidale applicato all'ingresso non invertente – figura 1.2 *a* – l'amplificatore operazionale risponde con un segnale di uscita in fase, mentre allo stesso segnale applicato all'ingresso invertente – figura 1.2 *b* – l'op-amp risponde con un segnale in opposizione di fase.

1.2 I PARAMETRI FUNZIONALI DELL'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

Le Case costruttrici di componentistica forniscono nelle note di applicazione tutti i dati necessari sia per scegliere l'operazionale più adeguato alle finalità di progetto, sia per ottenere dal medesimo un comportamento ottimale. Per prime riportano normalmente le utilizzazioni per le quali il componente è più adatto, e quindi gli *absolute maximum ratings* che rappresentano i valori massimi di alcuni parametri che è opportuno non superare durante il funzionamento. Per esempio, nelle note tecniche dell'LM833, operazionale particolarmente adatto alla realizzazione di preamplificatori Hi-Fi e, in genere, di circuiti in banda audio, si legge che la massima tensione di alimentazione fra i pin di alimentazione non dev'essere maggiore di 36 V.
Ciò significa che questo operazionale dovrà essere alimentato con una tensione $V_{CC} < +18$ V e una $V_{EE} > -18$ V. La tensione caratteristica di alimentazione degli op-amp classici è infatti di ±15V, ossia $V_{CC} = +15$ V e $V_{EE} = -15$ V, pur potendosi alimentare a tensioni anche notevolmente inferiori.
A questo proposito è opportuno tener presente che il cosiddetto fattore di stress, che fornisce una misura della sollecitazione del componente, è pari a 5/6 (0,833) alimentando l'op-amp a ±15V, ma scende a 5/36 (0,139) alimentando lo stesso op-amp a ±5V.
Un altro parametro riportato negli *absolute maximun rating* è la potenza massima dissipabile. Nello stesso settore si fornisce poi il valore della massima escursione della tensione di ingresso in funzione delle tensioni di alimentazione, il campo di temperature entro il quale si mantengono inalterate le caratteristiche di funzionamento, la temperatura di immagazzi-

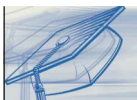
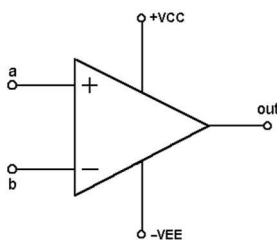



Figura 1.1 *Simbolo grafico dell'amplificatore operazionale*

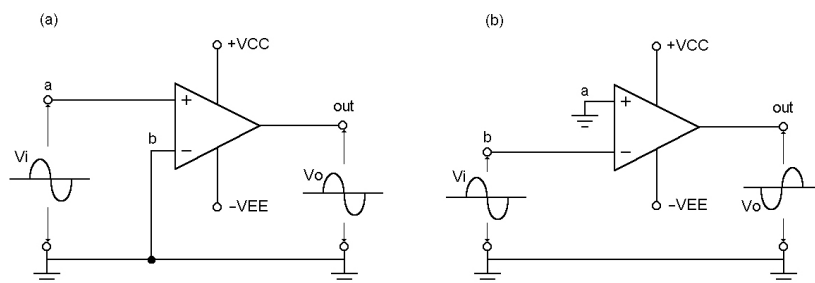



Figura 1.2 *In a un segnale V_i applocato all'ingresso non invertente (+) fornisce in uscita un segnale V_o amplificato e in fase. In b un segnale V_i applicato all'ingresso invertente (–) fornisce in uscita un segnale V_o amplificato e sfasato di 180°*

namento, e anche utili suggerimenti per l'esecuzione della saldatura dei pin al circuito stampato in funzione del tipo di involucro dell'op-amp. Quindi vengono riportati il valore tipico, il valore minimo e il valore massimo delle caratteristiche elettriche in continua e in alternata, e i diagrammi più utili per una corretta lettura di molteplici grandezze.
Qui di seguito, fornendo per ognuno il significato fisico, ovvero la sua importanza nel dimensionamento di un circuito, si illustrano i parametri più significativi degli operazionali.
Questa esposizione è della massima importanza poiché fornisce un valido aiuto alla comprensione del funzionamento del componente e anche un'idea della sua grande flessibilità di impiego. Seguendo la manualistica, si riportano per primi i parametri che fanno prevalentemente riferimento alle caratteristiche in corrente continua *(DC Electrical Characteristics)* e successivamente i parametri inerenti le componenti alternate *(AC Electrical Characteristics).*

1.3 PARAMETRI CARATTERISTICI IN CORRENTE CONTINUA

1.3.1 Il guadagno di tensione ad anello aperto (Open Loop Voltage Gain)

Senza approfondire per il momento la composizione interna di un op-amp, è però utile sapere fin d'ora che lo stadio di ingresso è costituito da un amplificatore differenziale realizzato con transistor bipolari (BJT), Fet o Mosfet. Pertanto, poiché gli stadi successivi sono ulteriori amplificatori e traslatori di livello,

Figura 1.3 *Per la misura del guadagno A_{OL} dell'amplificatore operazionale il costruttore specifica la tensione di alimentazione e il carico R_L*

la tensione V_o di uscita sarà sempre eguale alla differenza dei segnali applicati ai due ingressi.

Con riferimento alla figura 1.3, nella quale non esiste alcun collegamento fra uscita e ingresso dell'amplificatore operazionale, si definisce guadagno ad anello aperto A_{OL} *(OL = Open Loop)* il rapporto fra la tensione V_o ai capi del carico e la tensione-differenza di ingresso $V_i = V_a - V_b$. È cioè:

$$A_{OL} = V_o / (V_a - V_b) = V_o / V_i \quad [1.1]$$

In generale il guadagno è fornito in decibel (dB) attraverso l'espressione:

$$A_{OL}\ (dB) = 20 \log (V_o / V_i) = 20 \log A_{OL} \quad [1.2]$$

Il costruttore specifica sempre le condizioni in cui l'A_{OL} è misurato. Per esempio, per l'LM833 si legge che l'amplificazione di tensione ha un valore tipico di 110 dB con un carico $R_L = 2\ k\Omega$ e con una tensione di alimentazione di ±10 V. Per un guadagno pari a 110 dB, dalla [1.2] si ha:

$$110 = 20 \log (V_o / V_i)$$

Quindi, per il rapporto puramente numerico $A_{OL} = V_o / V_i$, si ha:

$$A_{OL} = V_o / V_i = 10^{110/20} = 316228$$

Il segnale di uscita è pertanto eguale a circa 316000 volte il segnale di ingresso $V_i = (V_a - V_b)$.
Il guadagno A_{OL} si mantiene costante entro un intervallo di frequenze compreso fra 0 Hz e qualche decina di Hz per poi diminuire all'aumentare della frequenza secondo una curva con pendenza eguale a 20 dB per decade (8 dB per ottava).
Ciò è evidente nella figura 1.4 ricavata al computer tramite il software Spice relativamente all'op-amp LM833. Si vede che il guadagno, indicato dalla posizione del marker orizzontale *d,* è pari a 112,5 dB (si legge, infatti: *Yd* = 112,5 dB), mentre a –3 dB, indicati dalla reciproca posizione dei marker *c* e *d* [si legge infatti, (*c* –

d) = –3 dB], la banda passante indicata dal marker verticale *a*, è pari a circa 30 Hz (si legge, infatti: *Ya* = 29,73 Hz).

Si fa notare infine che le espressioni [1.1] e [1.2], avendo validità del tutto generale, possono tranquillamente estendersi alle grandezze alternate, ovvero al caso in cui le tensioni di ingresso V_a e V_b siano, per esempio, sinusoidali.

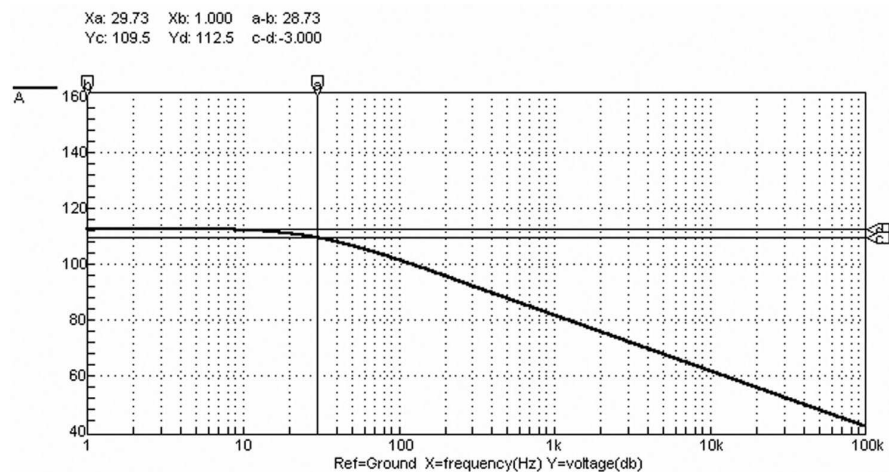



Figura 1.4 *Andamento del guadagno ad anello aperto dell'operazionale di cui alla figura 1.3*

1.3.2 Tensione di offset di ingresso (Input Offset Voltage)

Si definisce tensione di offset di ingresso, V_{os}, la tensione continua che deve essere applicata fra i due ingressi dell'op-amp per avere in uscita una tensione V_o = 0. Nel caso dell'amplificatore operazionale ideale la tensione di offset di ingresso è nulla.

Ciò significa che in assenza di segnale in ingresso, ossia per V_i =0, è anche V_o = 0. Nell'operazionale reale, invece, per alcune asimmetrie che per molti versi rappresentano talvolta una caratteristica dei circuiti integrati, si riscontra in uscita, anche con V_i =0, una tensione V_o positiva o negativa, ma comunque diversa da zero. In genere la tensione di offset di ingresso è dell'ordine di qualche millivolt.

Per l'LM833, per esempio, il manuale riporta un valore tipico di 0,3 mV e massimo di 5 mV.

Lo stadio d'ingresso dell'operazionale, come si è detto, è costituito da un amplificatore differenziale realizzato con transistor bipolari (BJT), (o con Fet o con Mosfet), le cui basi (o i cui gate) corrispondono ai pin di ingresso invertente e non invertente dell'op-amp. Se i due stadi si comportassero in modo elettricamente simmetrico la tensione di offset di ingresso sarebbe nulla e quindi nulla sarebbe pure la corrispondente tensione di offset di uscita.

Alcuni operazionali presentano, oltre ai cinque terminali fin qui presi in considerazione, i pin di *offset null*.

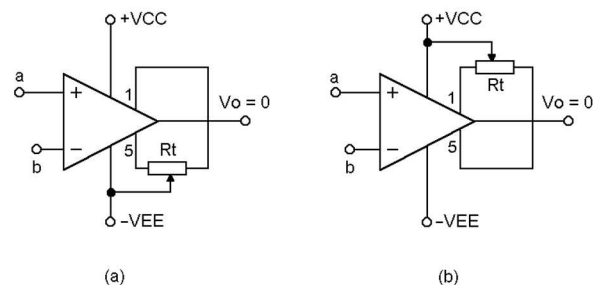



Figura 1.5 *Alcuni metodi per portare a zero, agendo sul trimmer R_t, la tensione di offset negli amplificatori operazionali dotati del pin offset null*

È questo il caso dell'LM741 nel quale, figura 1.5 *a*, è sufficiente disporre un trimmer da 10 kΩ con il cursore connesso al negativo di alimentazione per portare a zero la tensione di offset di uscita, ossia la tensione che si presenta in uscita pur in assenza di segnale sull'ingresso.

Nell'operazionale LH0032 il cursore del trimmer R_t è invece connesso al positivo di alimentazione così come illustra la figura 1.5 *b*.

Sono comunque possibili ulteriori configurazioni circuitali in genere sempre descritte nelle note applicative delle Case.

Ove non siano presenti i pin di *offset null* si potrà sempre ricorrere a soluzioni che saranno illustrate in seguito. La necessità di annullare la tensione offset di ingresso è evidente se si esamina il circuito della figura 1.6 dove si suppone che il primo operazionale presenti una tensione di offset di uscita pari a 5 mV in assenza di segnale di ingresso, ossia per V_i = 0.

Nell'ipotesi che il secondo operazionale abbia un guadagno pari a 100, si avrà in uscita, pur con $V_i = 0$, una tensione $V_o = (0,005$ _ $100) = 0,5$ V. Questa condizione è del tutto inaccettabile nella maggior parte delle applicazioni pratiche dell'amplificatore operazionale e, in particolare, quando il componente sia destinato ad alti guadagni e sia pilotato da segnali di ampiezza modesta.

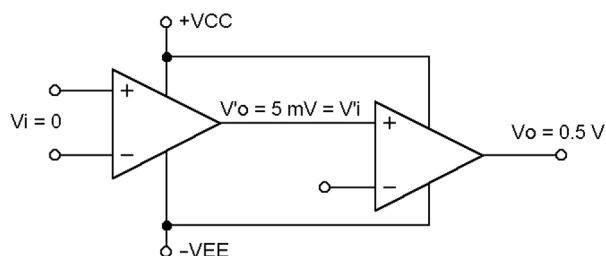



Figura 1.6 Non azzerando la tensione di offset, pur in assenza di segnale di ingresso si può avere in uscita una tensione notevole

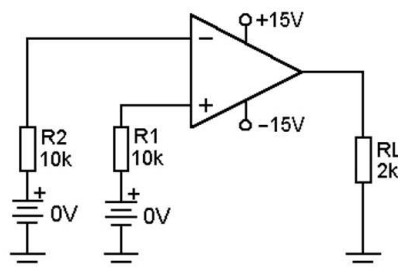



Figura 1.7 Configurazione atta alla misurazione della tensione di offset di ingresso dell'operazionale

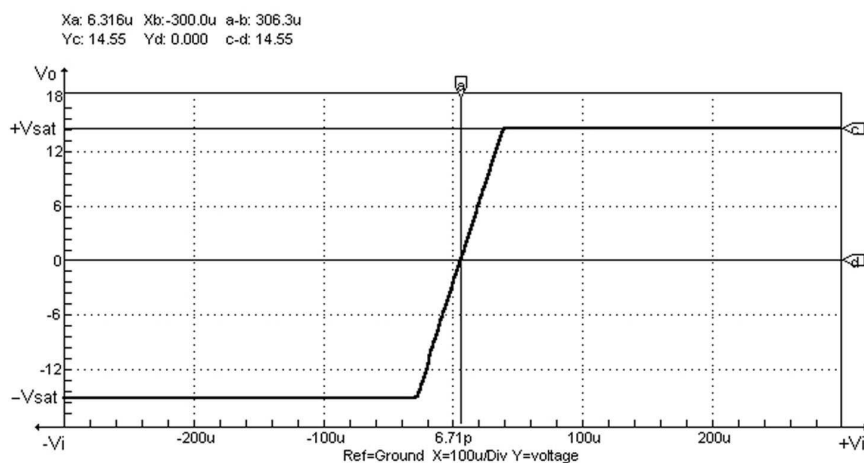



Figura 1.8 Caratteristica di trasferimento dell'op-amp. Il marker verticale a indica che la tensione di offset di ingresso per l'op-amp di cui alla figura 1.7 è di 6,316 µV

Si noti però, sempre nella figura 1.6, che la connessione fra il primo e il secondo stadio è effettuata in continua, ossia senza l'interposizione di un condensatore di opportuna capacità. Se il circuito della figura 1.6 dovesse essere usato in alternata, il problema della tensione di offset si risolverebbe automaticamente con un condensatore posto fra l'uscita del primo stadio e l'ingresso dello stadio successivo. Il condensatore, infatti, impedirebbe alla componente continua di offset di presentarsi sull'input del secondo stadio.

L'entità della tensione offset di ingresso V_{os} si può rilevare con il circuito di cui alla figura 1.7 ricavando quindi, tramite Spice, la caratteristica di trasferimeto il cui andamento è riportato nella figura 1.8. Il marker verticale *a* indica la tensione di offset di ingresso che, per l'op-amp usato in simulazione, risulta pari a 6,316 µV.

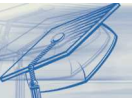
1.3.3 Corrente di polarizzazione di ingresso (Input Bias Current)

È la corrente I_B richiamata dai terminali di ingresso dell'amplificatore operazionale.

Analiticamente è espressa dalla media delle due correnti I_a e I_b. Si ha pertanto:

$$I_B = (I_a + I_b) / 2 \qquad [1.3]$$

Se lo stadio differenziale di ingresso è realizzato con BJT, I_a e I_b sono le correnti di base inferiori, in genere, al microamper. L'LM833 il cui stadio d'ingresso è a BJT, esibisce un valore tipico della corrente di polarizzazione di 500 nA e un valore massimo di 1 µA. Se lo stadio differenziale di ingresso è realizzato con Fet, la corrente di polarizzazione è sensibilmente minore.

L'operazionale l'LH0022C, il cui stadio di ingresso è a Fet, ha una I_b tipica di 5 pA e massima di 10 pA,

mentre l'LMC6041, op-amp a bassissimo assorbimento in tecnologia CMos, esibisce una I_b di 2 fA (1 fA = 1 femtoamper = 10^{-15} A). La differenza notevole della corrente di polarizzazione fra gli op-amp con ingresso a BJT e gli op-amp con ingresso a Fet è dovuta al fatto che, nel primo caso, la corrente di polarizzazione è la media delle correnti di base dei due BJT, mentre, nel secondo caso, è la media delle correnti di perdita della giunzione di gate. Per ricavare la corrente I_B di polarizzazione di ingresso è sufficiente misurare, nel circuito della figura 1.9, le correnti I_a e I_b che fluiscono nei due ingressi dell'operazionale.

I due milliamperometri di Spice misurano rispettivamente:

$$I_a = 79{,}76 \text{ nA} \qquad I_b = 79{,}73 \text{ nA}$$

Per la corrente I_b, in base all'espressione [1.3] si ha:

$$I_B = (79{,}76 \text{ nA} + 79{,}73 \text{ nA}) / 2 = 79{,}745 \text{ nA}$$

1.3.4 Corrente di offset di ingresso (Input Offset Current)

Se, una volta portata a zero la tensione V_o di uscita, si connettono al potenziale di massa entrambi i terminali di ingresso di un amplificatore operazionale – figura 1.10 – nella maglia chiusa che si viene così a formare circola una corrente I_{os}, definita corrente di offset di ingresso, espressa dalla differenza algebrica $|I_a - I_b|$ delle correnti di polarizzazione di ingresso. La I_{os} sarà pertanto positiva per $I_a > I_b$, mentre sarà negativa per $I_a < I_b$.

Nella maggior parte delle applicazioni pratiche la corrente di offset di ingresso si tiene in relativa considerazione dal momento che il suo valore è circa il 10 % della corrente di polarizzazione di ingresso. Per l'LM833 si ha una I_{os} tipica di 10 nA e massima di 200 nA.

Per il TL081 (stadio d'ingresso a Fet), si ha un valore tipico di 25 pA e massimo di 100 pA. Sempre con riferimento al circuito di cui alla figura 1.9, per la corrente I_{os} si ha:

Ios = 79,76 nA – 79,63 nA = 0,03 nA

1.3.5 Escursione della tensione di uscita (Output Voltage Swing)

Se V_a e V_b sono le tensioni presenti sui due ingressi dell'amplificatore operazionale, in uscita, come si è detto, sarà presente una tensione:

$$V_o = A_{OL}\,(V_a - V_b) = A_{OL}\,V_i \qquad [1.4]$$

dove A_{OL} è il guadagno ad anello aperto e V_i è la differenza ($V_a - V_b$). L'amplificatore operazionale amplifica infatti – vale ricordarlo – la differenza fra le tensioni presenti ai suoi due ingressi. Se $V_a > V_b$, la tensione V_i sarà positiva e positiva sarà quindi anche la tensione V_o. Viceversa, se $V_a < V_b$, la tensione V_i sarà negativa e negativa risulterà quindi anche la tensione di uscita V_o.

Questa constatazione consente di ricavare la caratteristica di trasferimento esposta nella figura 1.8 e qui riproposta in disegno, per maggiore chiarezza, nella figura 1.11. In questa si nota che la tensione V_o di uscita ha andamento lineare nei due semipiani fino a $+V_{sat}$ (tensione di saturazione positiva per $V_a > V_b$) e fino a $-V_{sat}$ (tensione di saturazione negativa per $V_a < V_b$).

Raggiunti questi valori, la V_o si mantiene costante pur dinanzi ad ulteriori incrementi della tensione di ingresso V_i. L'op-amp come amplificatore si utilizzerà quindi nell'intervallo lineare, ossia fra $-V_{sat}$ e $+V_{sat}$.

Le tensioni di saturazione sono di circa due volt inferiori alla tensione di alimentazione. Pertanto la massima escursione possibile per la V_o sarà:

$$-(V_{EE} - 2) < V_o < (V_{CC} - 2) \qquad [1.4]$$

Supponendo di alimentare l'op-amp con ±15 V, ossia con V_{CC} = + 15 V e V_{EE} = = –15 V, nell'ipotesi di pilotare l'amplificatore con un segnale, per esempio, sinusoidale, la tensione V_o di uscita, con distorsione pressoché nulla, potrà avere un'escursione *(output voltage swing)* compresa fra +13 V e –13 V, ossia un valore da picco a picco di 26 V.

Il valore dell'*output voltage swing* viene sempre

misurato con carico applicato e con ben definita tensione di alimentazione.
Per l'LM833, alimentato a ±15 V, viene specificata un'escursione tipica di ±13,5 V (27 V da picco a picco) rilevata con un carico R_L = 10 kΩ.

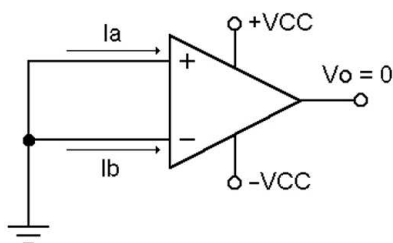



Figura 1.9 *Nella maglia chiusa che si viene a formare ponendo entrambi i pin di ingresso a massa, circola una corrente* $I_{os} = |I_a - I_b|$ *definita corrente di offset di ingresso*

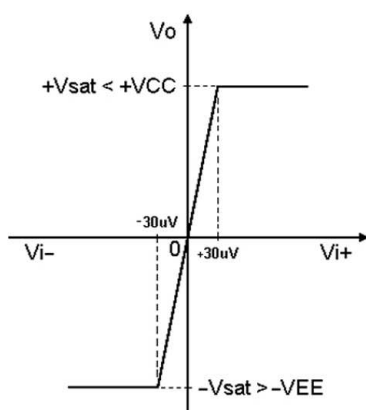



Figura 1.10 *Da questa caratteristica di trasferimento si vede come l'uscita dell'op-amp ad anello aperto vada in saturazione per valori della tensione di ingresso di pochi microvolt*

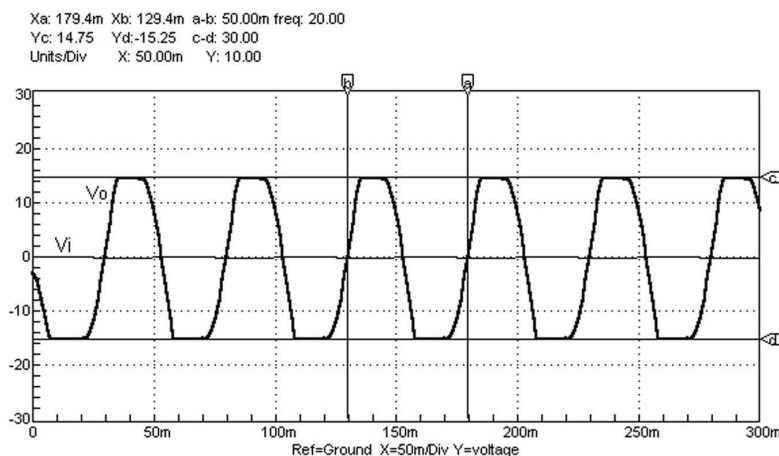



Figura 1.11 *Applicando all'ingresso di un op-amp alimentato a ±15 V un segnale sinusoidale di soli 150 µV da picco a picco, si ha in uscita un segnale notevolmente distorto*

Portando il carico a 2 kΩ la diminuzione della V_o è notevolmente contenuta (±13,4 V).
Si noti infine, nella figura 1.11, come, per l'elevatissimo guadagno dell'op-amp, si pervenga alla condizione di saturazione per valori assai modesti del segnale di ingresso.
Applicando all'LM833 alimentato a ±15 V un segnale sinusoidale di 70 µV da picco a picco con frequenza di 20 Hz, su un carico da 10 kΩ si ha già in un segnale affetto da clipping, ossia "tosato"; con una V_i = 150 µV da picco a picco, e sempre per f = 20 Hz e R_L = 10 kΩ, la tensione V_o di uscita approssima il suo andamento a quello di un'onda quadra di ampiezza pari a 30 V.
Ciò è evidente nel diagramma di cui alla figura 1.12 ricavato per V_i = 150 µV.
La distanza reciproca fra i marker orizzontali indica l'ampiezza da picco a picco della tensione V_o di uscita [si legge, infatti: ($c - d$) = 30 V], mentre la distanza fra i marker verticali indica la frequenza del segnale. Si legge, infatti: ($a - b$) = 20 Hz.
Per gli altri parametri, come il rapporto di reiezione alla tensione di alimentazione, nonché per le caratteristiche in alternata, appuntamento al prossimo numero.
Intanto, al Lettore che dovesse ritenere questa prima parte un po' troppo teorica, chiariamo che la conoscenza dei parametri elettrici è fondamentale per poi progettare, come si farà in seguito, un qualunque circuito con op-amp con cognizione di causa e di effetti.

NOTE PER IL LETTORE

I diagrammi delle figure 3 *a* e 3 *b* sono stati ricavati al computer col software di simulazione SPICE *(Simulation Program of Integrated Circuits Emphasis)* – CircuitMaker – della Microcode Engineering Inc.

PESCARA

SILVI MARINA (TE) - FIERA ADRIATICA
S.S.16 (Nazionale Adriatica) - Km. 432

2ª FIERA MERCATO
DELL'ELETTRONICA

RADIOAMATORE
COMPUTER
INTERNET
TELEFONIA
ANTENNE
TV SAT
EDITORIA

16 - 17 APRILE 2005

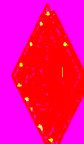
SABATO 9:15 - 19:00 / DOMENICA 9:00 - 19:00
AMPIO PARCHEGGIO e SERVIZIO NAVETTA GRATUITI
RISTORANTE - SELF SERVICE INTERNO

2005 primavera

con il patrocinio di

Provincia di Pescara

Comune di Silvi

Sezioni ARI di Chieti e Pescara

Studio Organizzatore Via Siena, 22 - 65122 PESCARA
Tel. 085 4215840 - Fax 085 290358
e-mail: e.pescarafiere@libero.it

Alimentatori switching:

In questa puntata concluderò, con la tipologia "inverting", la presentazione delle tipologie standard. Non mancherà la classica parte teorica dedicata alle perdite, ed un'analisi più approfondita del controller PFM MC34063 già introdotto nella precedente puntata.

PERDITE NEGLI ALIMENTATORI SWITCHING: DIODI

Come noto, il diodo è un dispositivo a semiconduttore a due terminali, che consente il passaggio della corrente in una sola direzione, almeno finché viene utilizzato entro i suoi limiti di funzionamento. Il simbolo del classico diodo al silicio è visibile in figura 1.

Quando nel diodo scorre una corrente diretta, cioè dall'Anodo al Catodo, ai suoi capi sarà sempre presente una tensione $V_D > V_{soglia}$, di valore dipendente dalla tecnologia utilizzata nella costruzione del diodo, nonché dalle dimensioni

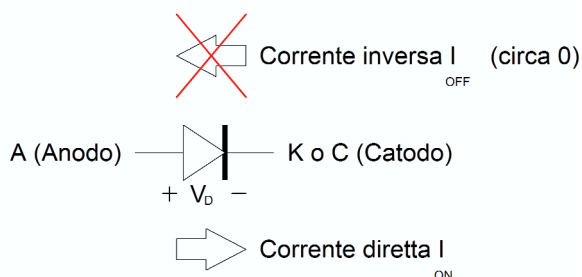



Figura 1 diodo standard

del diodo e dalla corrente stessa. Per quanto riguarda le perdite dei diodi negli alimentatori switching, occorre distinguere, come già abbiamo fatto nella discussione delle perdite nei MOSFET (FE 236), tra perdite statiche (*"DC"* o *"conduction losses"*) e perdite dinamiche (*"AC"* o *"switching losses"*, cioè durante le commutazioni). Per quanto riguarda le perdite statiche, una prima stima viene fornita dalla caduta di tensione V_D, moltiplicata per la corrente diretta:

$$P_{DISS,D,ON} = V_D * I_{ON}$$

Quando invece il diodo è polarizzato inversamente (cioè $V_D < V_{soglia}$), la corrente che scorre è in genere trascurabile (I_{OFF} circa 0), per cui applicando l'usuale formula:

$$P_{DISS,D,OFF} = V_D * I_{OFF} = V_D * 0 = 0$$

E' evidente che per il bilancio totale delle perdite statiche, va considerato solo il tempo in cui il diodo è ON, da cui si ottiene la formula 1:

Formula 1
$$P_{DISS,DIODO} = V_D * I_{AVG} * \text{duty-cycle}_{(D)}$$

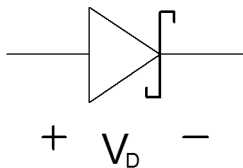
Attenzione: il duty-cycle$_{(D)}$ è riferito al periodo in cui il **diodo** è ON, che è diverso da quello indicato finora. Ad esempio nel convertitore boost presentato su FE 234/235, il duty-cycle era riferito al periodo di accensione del MOSFET, ma sappiamo che, al contrario, il diodo è ON quando il MOSFET è OFF. Questo vale anche per le tipologie buck e inverting. Quindi, per tutte le tipologie standard:

$$\text{duty-cycle}_{(D)} = 1 - \text{duty-cycle}_{(MOSFET)}$$

È chiaro che le perdite saranno minori se V_D è più

Perdite nei diodi e tipologia “inverting”

di Romano Bernarducci
r.bernarducci@farelettronica.com

Figura 2 Diodo schottky

piccola, a parità di corrente. Da questo punto di vista, esiste un tipo di diodo con caratteristiche notevolmente migliori del diodo standard: il diodo schottky, il cui simbolo è riportato in figura 2.

In genere è noto che la caduta di tensione V_D sul diodo schottky è pari a meno della metà del diodo standard, cioè circa 0,3V contro 0,65V. Tuttavia questi sono valori “tipici”, che vanno valutati più precisamente esaminando i relativi datasheet, in quanto possono esserci delle sorprese! Considerate ad esempio il grafico della corrente I_{ON} rispetto alla tensione V_D per il diodo schottky 1N5818, riportato in figura 3.

Notate che, per 1A di corrente diretta, la caduta di tensione **tipica** a 25°C è pari a 0,4V. Tuttavia lo stesso datasheet indica come caduta **massima**, sempre a 25°C, ben 0,55V a 1A, e addirittura 0,875V a 3,1A! A questo proposito considerate che sebbene l'1N5818 venga fornito per una corrente **media** pari al massimo a 1A, utilizzandolo per un duty-cycle pari al 50% il suo rating approssimativamente raddoppia, passando da 1 a 2A. Per duty-cycle inferiori la corrente massima e quindi la corrispondente caduta di tensione può essere ancora più alta.

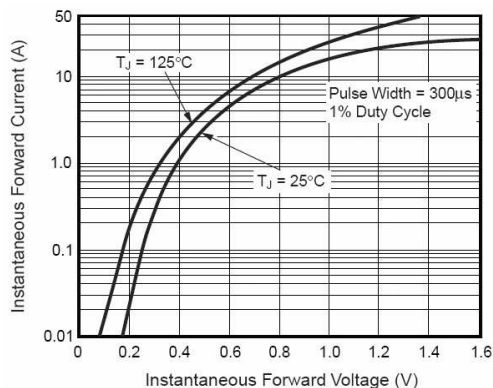



Figura 3 Grafico corrente/tensione per diodo schottky 1N5818

Per confronto, considerate ora lo stesso grafico per un diodo “standard”, del tipo 1N4936, in figura 4:

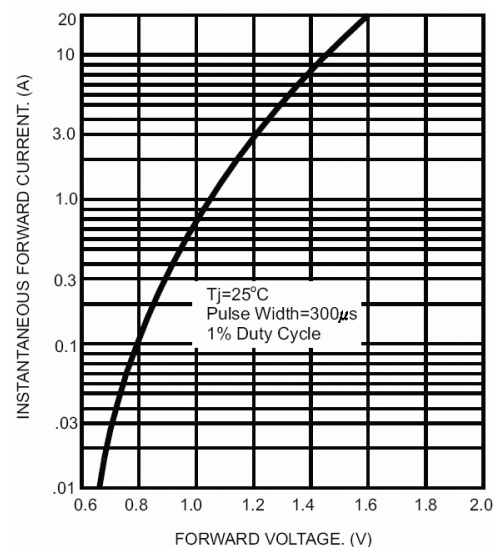



Figura 4 Grafico corrente/tensione per diodo “standard” 1N4936

Nelle stesse condizioni il diodo “standard” presenta una caduta **tipica** pari a 1,05V a 1A, rispetto a 0,4V del 1N5818, con un incremento maggiore del 250%.

Utilizziamo ora i valori estrapolati dai grafici di cui sopra, **aumentati del 50%** per tenere conto delle variazioni tra caso tipico e caso peggiore. Applichiamo i calcoli all'alimentatore boost presentato su FE 234/235, che ha le seguenti caratteristiche: I_{AVG} = 0,3A, duty-

cycle(MOSFET) = duty-cycle(D) = 50%.

$P_{DISS,DIODO}$ = 0,3 * (0,32 * 1, 5) * 0,5 = 72mW
(con diodo schottky 1N5818)

$P_{DISS,DIODO}$ = 0,3 * (0,88 * 1,5) * 0,5 = 198mW
(con diodo “standard” 1N4936)

Sembrerebbe quindi che i diodi schottky siano SEMPRE preferibili ai diodi standard... ma non è così, purtroppo. Ricordate infatti che, quando è OFF, il diodo ideale NON conduce corrente, **qualunque sia la tensione ai suoi capi**. Questo resta valido nel caso reale solo se V_D (in valore assoluto) è minore di un ben preciso valore, sempre riportato nei datasheet, denominato *Maximum DC blocking voltage* (massima tensione di blocco, cioè inversa), che vale 400V per l'1N4936 e... solo 30V per l'1N5818. **Come regola generale i diodi schottky sono limitati a poche decine di Volt, fino ad un massimo di 100/150V.** In aggiunta al fatto che, di norma, i diodi schottky sono leggermente più costosi dei diodi “standard”, ne deriva che non esiste il componente adatto per tutte le configurazioni, piuttosto seguite le indicazioni riportate in tabella 1.

Infine tenete presente che, come regola generale, a parità di altre caratteristiche, la caduta di tensione **diretta** V_D aumenta nei diodi che sopportano tensioni **inverse** più elevate. Quindi, così come per i MOSFET, consiglio anche in questo caso di non esagerare: se il vostro circuito richiede un diodo con una tensione inversa massima di 20V, utilizzare uno schottky che sopporta 100V è più costoso e meno efficiente.

PERDITE IN AC NEI DIODI

Sappiamo già cosa vuol dire perdite in AC, vediamo cosa succede quando un diodo viene commutato da ON a OFF, ad esempio portando istantaneamente la tensione V_D da circa +3,6V a -1,0V. Sappiamo che la corrente nel diodo va immediatamente a zero. O no? Vediamo cosa succede in pratica, con l'ausilio del semplice circuito di figura 5.

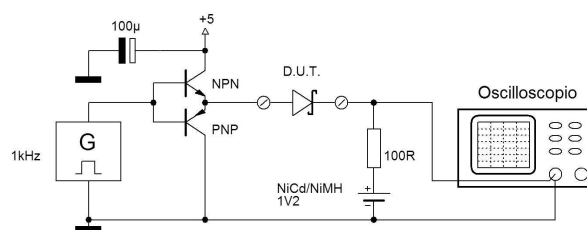
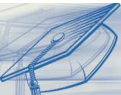



Figura 5 *Setup di test per diodi*

Nella figura 6 sono riportati gli oscillogrammi relativi a tre diodi diversi, 1N4004, 1N5822 e 1N4148. Fino alla seconda divisione orizzontale (t = 5µs) il diodo indicato come D.U.T. (*Device Under Test*, dispositivo sotto test) è polarizzato direttamente e fa passare il livello “alto” del generatore ad onda quadra (5V), meno la caduta sul buffer NPN e quella sul diodo stesso. Si noti come la caduta di tensione (cioè la differenza tra la curva ed il livello alto +5V) sul diodo schottky sia notevolmente più bassa di quella dei diodi standard. Esattamente alla seconda divisione il generatore commuta e il buffer polarizza inversamente il diodo. Notate che sia l'1N4148 che l'1N5822 si spengono istantaneamente, e la tensione misurata dall'oscilloscopio diventa quella della pila NiCd (1,25V). **L'1N4004, invece, non riesce a spegnersi istantaneamente, ma per ben 5-6 divisioni (12-15µs) resta “chiuso”, facendo passare indisturbata la tensione “bassa” del generatore (circa 0V)!** In effetti il diodo 1N4004 viene fornito come diodo rettifi-

L'applicazione richiede $\lvert V_D \rvert$ > 100V?	È più importante il costo o l'efficienza dello switching?	Allora il diodo più adatto è..
SI	in tutti i casi →	standard
NO	efficienza	schottky
NO	costo	standard

Tabella 1 *Tabella di selezione dei diodi*

catore per applicazioni di rete (50-60Hz) ed è totalmente inadatto all'utilizzo negli alimentatori switching. Sia l'1N4148 che l'1N5822 mostrano invece un tempo di commutazione molto rapido. Questo viene generalmente definito come tempo di recupero inverso o *reverse-recovery-time*, indicato in genere con il simbolo t_{rr}. Nel paragrafo precedente avevo citato il diodo 1N4936 definendolo appunto “standard”. In realtà è un diodo al silicio veloce, anche lui adatto all'impiego negli switching. Quindi, ricordate:

Negli alimentatori switching è OBBLIGATORIO utilizzare diodi al silicio veloci oppure diodi schottky.

Le perdite in AC dipendono fortemente dalla tipologia dello switching e dalle tensioni in gioco. In genere va considerata la dissipazione di potenza dovuta alla corrente inversa che passa durante il tempo t_{rr}, quando il diodo si comporta ancora come un circuito chiuso. **Ne consegue che queste perdite non sono dissipate nel diodo, ma nel resto del circuito proprio a causa della non-idealità del diodo stesso.** Prendendo come esempio il solito boost, funzionante a 180kHz (t_{ON} circa 5µs), se utilizzassimo come diodo l'1N4004, il suo t_{rr} sarebbe addirittura maggiore del tempo di commutazione. In pratica è come avere costantemente l'uscita collegata all'ingresso! Il calcolo in forma analitica delle perdite dovute al t_{rr} dei diodi è abbastanza complicato per cui in genere si preferisce la misura diretta delle correnti e le tensioni di commutazione tramite sonde di corrente/tensione ed oscilloscopio.

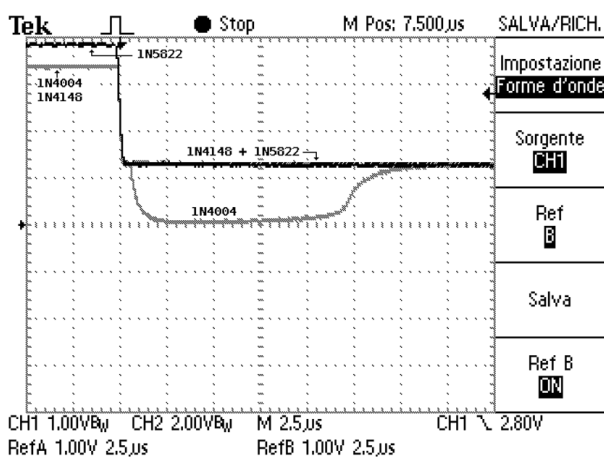



Figura 6 *Tempo di recupero di diodi 1N4004, 1N5822, 1N4148*

TIPOLOGIA INVERTING

La tipologia invertente o *inverting* conclude la trattazione delle tipologie standard. Deriva il suo nome dal fatto che **la tensione di uscita è invertita di polarità rispetto a quella di ingresso.** Questo porta con se sia vantaggi che svantaggi. Tra i primi: la tensione di uscita, in valore assoluto, può essere inferiore, uguale o superiore a quella di ingresso. Tra i secondi, l'efficienza **in generale** è più bassa rispetto alla tipologia buck; inoltre vedremo che, sia la corrente assorbita dall'ingresso che quella fornita all'uscita, presentano fronti verticali che richiedono elevate capacità di filtraggio. Lo schema di principio di uno switching inverting è riportato in figura 7.

Sapete già che i componenti fondamentali sono sempre gli stessi, solo scambiati di posizione. Ripetendo il ragionamento fatto per le altre tipologie, è facile vedere che, come interruttore 1, non possiamo usare un diodo, in quanto la tensione di ingresso verrebbe stabilmente cortocircuitata verso massa dall'induttanza. Possiamo usarlo nella posizione 2, naturalmente con il catodo rivolto verso l'induttanza, perché, in caso contrario, quando è acceso l’interruttore 1 la tensione di ingresso passerebbe inalterata in uscita (a parte le cadute su diodo e interruttore). Come interruttore 1 useremo come al solito un MOSFET. In figura 8 è riportato lo schema di principio modificato secondo le considerazioni appena fatte.

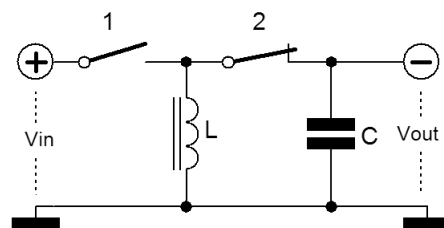



Figura 7 *Schema di principio (I) di un alimentatore switching di tipo inverting*

Anche in questa configurazione utilizzeremo, per i noti motivi di semplicità di pilotaggio, un MOSFET a canale P come interruttore comandato 1. Durante la fase ON, il MOSFET connette la tensione di ingresso ai capi dell'induttanza. Sappiamo che la corrente nell'induttanza inizierà a salire linearmente, con una velocità direttamente proporzionale a V_{IN} ed inversamente proporzionale al valore di L. Durante questa fase il diodo D è in interdizione, in quanto sull'Anodo ha la tensione V_{IN} e sul Catodo, inizialmente, 0V. Alla commutazione del MOSFET da ON a OFF, la corrente nell'induttanza comincerà a descrescere, per cui ai suoi capi avremo la classica inversione di polarità: se prima al terminale superiore era presente $+V_{IN}$, adesso la tensione scenderà sotto 0V, in quanto il terminale inferiore dell'induttanza è collegato alla massa elettrica (0V). Finalmente il diodo D può condurre, ovviamente da destra verso sinistra, collegando così il condensatore di uscita C alla tensione negativa

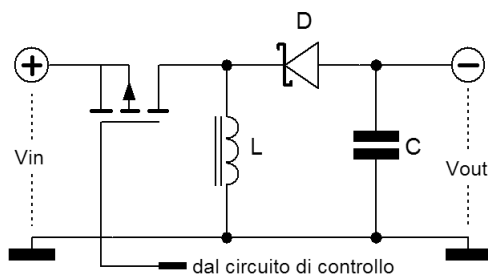



Figura 8 *Schema di principio (II) di un alimentatore switching di tipo inverting*

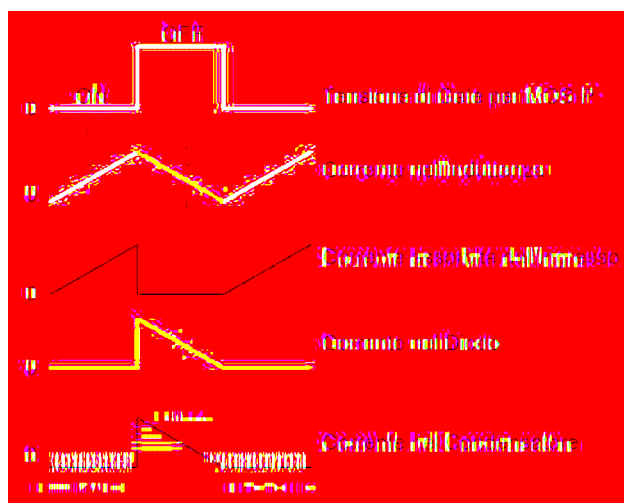



Figura 9 *Tensioni e correnti tipiche in un alimentatore switching di tipo inverting*

"generata" dall'induttanza. In figura 9 è riportato il grafico globale delle tensioni e delle correnti nel circuito, supponendo ancora una volta il duty-cycle pari al 50%. Come si vede le correnti in entrambi i condensatori, di uscita e di ingresso, hanno fronti verticali, molto più difficili da filtrare rispetto alle rampe graduali di altre tipologie.

MODALITÀ DISCONTINUA E CONTINUA

Introduciamo ora un concetto che avevo volutamente tralasciato. Fino ad ora abbiamo sempre supposto che la corrente nell'induttanza, oscillando ad ogni ciclo tra il suo valore minimo e massimo, si mantenga comunque sempre sopra allo zero. Questa condizione era fondamentale per il circuito boost senza controllo presentato nel numero 234 di Fare Elettronica, in quanto sappiamo che, in caso contrario, la tensione di uscita sarebbe salita a valori molto più alti di quelli nominali. Questo tipo di funzionamento viene definito CONTINUO, per ovvi motivi. Se, al contrario, alla corrente nell'induttanza viene permesso di scendere, ad ogni ciclo, fino allo zero, si parla di funzionamento DISCONTINUO, vedi figura 10. In questo caso è necessario l'utilizzo di un sistema di controllo della tensione di uscita (oppure un carico rigorosamente costante, vedi ancora FE 234).

Queste definizioni si applicano a qualunque tipologia di switching: boost, buck o inverting.

Domanda: qual'è, in teoria, la modalità "migliore"?

Risposta: quella CONTINUA, in quanto il nostro "serbatoio" magnetico, a parità di corrente di

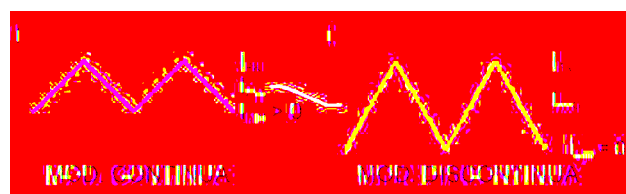
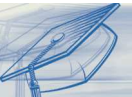



Figura 10 *Corrente nell'induttanza: modalità continua e discontinua*

picco **(che determina i requisiti dell'induttanza e di tutti gli altri componenti)**, fornisce una corrente MEDIA maggiore, come chiaramente visibile in figura 10.
Purtroppo anche in questo caso c'è un rovescio della medaglia: mentre per la tipologia buck, in effetti viene praticamente sempre utilizzata la modalità CONTINUA, per le tipologie boost e inverting questo provoca **instabilità** nel sistema di controllo. In termini tecnici si dice che la funzione di trasferimento completa (parte di potenza + sistema di controllo) ha un *right-half-plane-zero*, che come forse saprete provoca un aumento della risposta pari a 6dB/ottava all'aumentare della frequenza, e quindi instabilità. Si può introdurre uno o più poli (con filtri RC, ad esempio) per "riportare alla ragione" il sistema, ma questo ridurrebbe di molto la prontezza di risposta del nostro switching. Per fare un esempio, supponiamo che all'uscita del nostro switching il carico aumenti improvvisamente da metà a pieno carico. La tensione di uscita scenderebbe istantaneamente sotto il valore nominale, il circuito di controllo reagirebbe e tenterebbe di riportarla al valore corretto. Se **il tempo di reazione del circuito di controllo, che è strettamente collegato alla banda passante**, è troppo elevato, l'uscita dello switching può scendere sotto il livello minimo di funzionamento per tempi inaccettabili.

TIPOLOGIA INVERTING: CALCOLI

La procedura di calcolo sarà un poco differente rispetto a quella già vista per le altre tipologie, in quanto imporremo il funzionamento DISCONTINUO. Consideriamo un'applicazione pratica.

Parametri di progetto desiderati:

Supponiamo di voler alimentare una CPU o un circuito logico funzionante a 5V, tramite 4 pile alcaline non ricaricabili, da 1,5V nominali. Le tensioni tipiche saranno allora:

$V_{IN,MIN}$ = +4,8V = Tensione di ingresso minima a fine vita (1,2V/pila)
$V_{IN,NOM}$ = +6,0V = Tensione di ingresso nominale (1,5V/pila)
$V_{IN,MAX}$ = +6,4V = Tensione di ingresso massima (1,6V/pila)

Si nota che, con batterie fresche, la tensione di ingresso è superiore a quella desiderata di uscita, ma scende al di sotto di questa con batterie scariche. **In pratica è come se dovessimo commutare da una configurazione di tipo buck ad una di tipo boost, nel bel mezzo del periodo di utilizzo delle batterie.** Il circuito inverting risolve brillantemente il problema, in quanto è in grado di generare una tensione negativa qualsiasi, indipendentemente dalla tensione di ingresso. Vedremo nella prossima puntata che esiste un'ulteriore configurazione che fornisce lo stesso risultato a scapito di una lieve, maggiore complessità.

La tensione di uscita desiderata è:

$$V_{OUT} = -5V$$

con una corrente massima di:

$$I_{OUT,MAX} = 200mA$$

PASSO 1 - calcolo della massima potenza di uscita

$$P_{OUT,MAX} = |V_{OUT}| * I_{OUT,MAX}$$

Nel nostro caso:

$$P_{OUT,MAX} = 5 * 0,200 = 1W$$

PASSO 2 - stima dell'efficienza e calcolo della massima potenza di ingresso

Come al solito sceglieremo un valore a piacere compreso tra il 70 e 90%. Dalla nota formula:

$$P_{IN} = P_{OUT} / \eta * 100$$

Scegliendo η = 80%, otteniamo:

$$P_{IN,MAX} = 1 / 80 * 100 = 1,25W$$

Per questa tipologia tuttavia **non** useremo il pro-

cedimento definito in precedenza "bilancio di potenza iterativo", quindi il valore calcolato è utile solo per il successivo passo 3.

PASSO 3 - calcolo della massima corrente di ingresso

Per il calcolo occorre utilizzare il valore minimo della tensione di ingresso. Questo perché gli alimentatori switching possono essere considerati dispositivi a **potenza costante**, cioè tanta potenza entra, e la stessa, diminuita delle perdite, viene erogata al carico. Se ne deduce che, se la tensione di ingresso diminuisce mentre il carico resta costante, la corrente assorbita dall'ingresso dovrà aumentare per mantenere costante la potenza assorbita. Quindi il caso peggiore si ha proprio in corrispondenza della tensione di ingresso minima:

$$I_{IN,MAX} = P_{IN,MAX} / V_{IN,MIN}$$

Nel nostro caso:

$$I_{IN,MAX} = 1,25/ 4,8 = 0,260A$$

Notate che anche nella tipologia inverting, così come nella buck, questa **non** è la stessa corrente che scorre nell'induttanza, ma può essere comunque utile per dimensionare il fusibile di protezione all'ingresso.

PASSO 4 – calcolo della corrente nell'induttanza

Nella tipologia inverting, la corrente media nell'induttanza non coincide nemmeno con quella che scorre nel carico, come si può facilmente

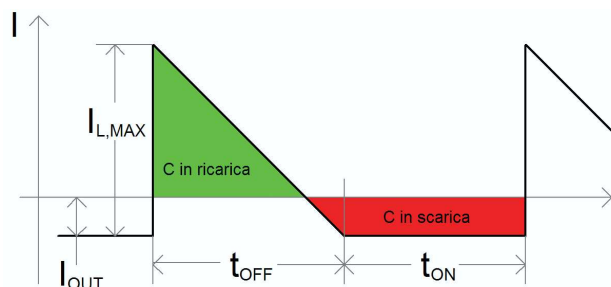



Figura 11 *Corrente nel condensatore di uscita per tipologia inverting*

comprendere dalla figura 8. Riprendiamo la corrente nel condensatore di uscita in figura 9, ed ingrandiamola in figura 11.

Con calcoli abbastanza semplici ma tediosi, che richiedono l'applicazione dei criteri di similitudine dei triangoli oppure un poco di trigonometria, eguagliando le quantità di carica evidenziate in rosso ed in verde, si può dimostrare la formula 2, che fornisce la massima corrente nell'induttanza, da cui poi calcoleremo tutti gli altri parametri.

Formula 2

$$I_{L,MAX} = 2 * I_{OUT} * (t_{ON} / t_{OFF} + 1)$$

o, equivalentemente

$$I_{L,MAX} = 2 * I_{OUT} / (1 - \text{duty-cycle})$$

PASSO 6 - calcolo del duty-cycle

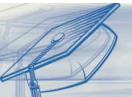
Calcoliamo il duty-cycle, cioè il periodo ON rispetto al totale del ciclo (ON+OFF), usando la nota ed importantissima formula:

$$|V_{L,ON}| * t_{ON} = |V_{L,OFF}| * t_{OFF}$$

$V_{L,ON}$ è la tensione ai capi dell'induttanza durante la fase ON. Purtroppo non sappiamo ancora quale sarà il duty-cycle, quindi non conosciamo la corrente $I_{L,MAX}$ nell'induttanza e non possiamo calcolare la caduta di tensione sulla $r_{DS,ON}$ del MOSFET. Supponiamo quindi trascurabile la caduta di tensione sul MOSFET ed eseguiamo i calcoli: alla fine verificheremo la caduta di tensione sul MOSFET prescelto e, se necessario, torneremo a questo punto per affinare i calcoli. Risulta quindi:

$$V_{L,ON} = V_{IN,NOM} = 6V$$

$V_{L,OFF}$ è la tensione ai capi dell'induttanza durante la fase OFF. Utilizzeremo uno schottky del tipo 1N5818 come interruttore 2, supponendo che la sua caduta di tensione sia pari a $V_D = 0,5V$.

$$|V_{L,OFF}| = |V_{OUT}| + V_D = 5 + 0,5 = 5,5V$$

Applicando la formula citata all'inizio di questo passo:

$$6 * t_{ON} = 5,5 * t_{OFF}$$

cioè:

$$t_{ON} = 0,917 * t_{OFF}$$

e quindi:

$$duty\text{-}cycle = t_{ON} / (t_{OFF} + t_{ON}) = 47,8\%$$

Ripetendo i medesimi calcoli anche per $V_{L,ON} = V_{IN,MIN} = 4,8V$ e $V_{L,ON} = V_{IN,MAX} = 6,4V$ otterremo rispettivamente duty-cycle$_{MAX}$ = 53,4% e duty-cycle$_{MIN}$ = 46,2%. Sostituendo il duty-cycle nominale nella formula 2 otteniamo per la corrente max. nell'induttanza:

$I_{L,MAX} = 2 * I_{OUT} / (1 – duty\text{-}cycle_{NOM}) = 2 * 0,200 / (1 – 0,478) = 0,766A$

e per gli altri due casi:

$I_{L,MAX} = 2 * I_{OUT} / (1 – duty\text{-}cycle_{MIN}) = 2 * 0,200 / (1 – 0,462) = 0,743A$
$I_{L,MAX} = 2 * I_{OUT} / (1 – duty\text{-}cycle_{MAX}) = 2 * 0,200 / (1 – 0,534) = 0,858A$

Dalle formule precedenti per $I_{L,MAX}$ è immediato calcolare il valore dell'induttanza e della frequenza di switching. Infatti, dalla nota:

$$I_L = (V_L / L) * t_{ON}$$

si ricava:

$$I_{L,MAX} = (V_L / L) * duty\text{-}cycle * T_{sw}$$

con T_{sw} periodo totale dello switching, pari a 1 / f_{sw}. Da questa:

$$I_{L,MAX} = (V_L / L) * duty\text{-}cycle / f_{sw}$$

ed infine:

$$f_{sw} * L = (V_L * duty\text{-}cycle) / I_{L,MAX}$$

Quale $I_{L,MAX}$ dobbiamo utilizzare nell'ultima formula, tra le tre calcolate precedentemente? Naturalmente la più alta, che corrisponde guarda caso al duty-cycle maggiore e alla tensione MINIMA di ingresso. Come al solito conviene tabulare le frequenze risultanti per valori standard dell'induttanza L, come nella tabella seguente.

Induttanza L in ∝H	Frequenza di Switching f_{sw}
100	29,9kHz
220	13,6kHz
470	6,4kHz

Notando che sia la 220μH che la 470μH richiedono frequenze di switching troppo basse, ho utilizzato la 100μH, codice RS 233-5213, anche se è leggermente sottodimensionata (max. 0,8A, resistenza serie R_L = 0,19Ω). Sarebbe preferibile utilizzare induttanze con un certo margine di corrente, come la Toko A814AY.101K (max. 1,05A, R_L = 0,27Ω, codice RS 278-7973) oppure la Wurth 7447-7120 (max. 1,3A, R_L = 0,17Ω, codice RS 333-8500).

PASSO 7 – selezione del MOSFET

Come al solito la selezione del MOSFET va effettuata a partire da due parametri fondamentali: la tensione presente tra Drain e Source, che deve essere minore della V_{DSS}, e la corrente Source→Drain, che deve essere inferiore alla massima indicata con I_D.
Nella tipologia inverting è facile vedere che il caso peggiore per la V_{DSS} è pari alla differenza tra la massima tensione di ingresso e la tensione di uscita (più la caduta nel diodo). Quindi dovrà essere $|V_{DS,MIN}|$ = 6,4 - (-5,0 – 0,5) = 6,4 + 5,5 = 11,9V. Ho utilizzato il valore assoluto in quanto, a rigore, per i MOSFET a canale P sia la V_{DSS} che la I_D sono negative. In pratica qualunque MOSFET rispetta questo parametro. Applicando la regola di utilizzare un MOSFET con **$I_{D,MAX}$ a 25°C da 2 a 4 volte superiore alla massima corrente prevista,** abbiamo bisogno di un componente con I_D pari almeno a 1,7A e preferibil-

mente inferiore a 3,4A.
Attenzione: per accendere il MOSFET abbiamo a disposizione una tensione pari a quella di ingresso, meno eventuali cadute di tensione dovute ad esempio al circuito di pilotaggio e controllo.
La tensione di alimentazione minima è pari a 4,8V... ma se ricordate la Tabella riepilogativa sui MOSFET, in FE 236, noterete che per accendere un MOSFET "standard" a canale P, occorre una tensione sul Gate di circa 10V in meno rispetto al Source!

Fortunatamente esistono dei MOSFET, denominati *logic-level,* che riescono ad accendersi con tensioni $|V_{GS}|$ molto inferiori ai soliti 10V, ad esempio 4,5V oppure 2,5V.

Diventa quindi obbligatorio utilizzare uno di questi. La scelta è caduta sull'IRLML6402 della *International Rectifier,* un 3,7A-20V (r_{ds}=0,065Ω) in grado di accendersi con soli 2,25V tra Source e Gate. Altri componenti equivalenti sono: *Vishay-Siliconix* SI2301DS (2,3A-20V r_{ds}=0,190Ω), *Fairchild* FDS6575 (10A-20V r_{ds}=0,013Ω), reperibili su *Distrelec* o RS.
La caduta di tensione sull'IRLML6402, alla massima corrente di 0,858A (è evidente che la massima corrente nel MOSFET è pari alla massima corrente nell'induttanza), è pari a: 0,858 * 0,065 = 56mV, il che giustifica l'assunto fatto precedentemente all'inizio del passo 6.

PASSO 8 - stima (o misura) delle perdite dissipative

Sapete che le perdite dipendono dal duty-cycle, in quanto questo definisce il tempo di ON (e quindi le perdite nel MOSFET) ed il tempo di OFF (e quindi le perdite nel diodo). Siccome il duty-cycle dipende a sua volta dalla tensione di ingresso (anche dalla tensione di uscita, che però nel nostro caso è costante e possiamo ignorarla), non è facile calcolare il massimo della **somma** delle perdite.
Calcoliamo quindi le perdite nei casi limite della tensione di ingresso, 4,8 e 6,4V, approssimando la corrente media come metà di quella di picco:

PERDITE NEL MOSFET (V_{IN} = 4,8V)
$P_{DISS,MOSFET} = r_{DS,ON} * (I_{PK} / 2)^2 *$ duty-cycle = 0,065 * (0,858 / 2)² * 53,4% = 0,006W

PERDITE NEL DIODO (V_{IN} = 4,8V)

$P_{DISS,DIODO} = V_D * (I_{PK} / 2) *$ duty-cycle$_{(D)}$ = 0,5 * (0,858 / 2) * (1 – 0,534) = 0,100W

PERDITE RESISTIVE NELL'INDUTTANZA (V_{IN} = 4,8V)

$P_{DISS,L} = (I_{PK} / 2)^2 * R_L$ = (0,858 / 2)² * 0,19 = = 0,035W

Per un totale di

$P_{DISS,TOT} = P_{DISS,MOSFET} + P_{DISS,D} + P_{DISS,L}$ = 0,006 + 0,100 + 0,035 = 0,141W (V_{IN} = 4,8V)

PERDITE NEL MOSFET (V_{IN} = 6,4V)

$P_{DISS,MOSFET} = r_{DS,ON} * (I_{PK} / 2)^2 *$ duty-cycle = 0,065 * (0,743 / 2)2 * 46,2% = 0,004W

PERDITE NEL DIODO (V_{IN} = 6,4V)

$P_{DISS,DIODO} = V_D * (I_{PK} / 2) *$ duty-cycle$_{(D)}$ = = 0,5 * (0,743 / 2) * (1 – 0,462) = 0,100W

PERDITE RESISTIVE NELL'INDUTTANZA (V_{IN} = 6,4V)

$P_{DISS,L} = (I_{PK} / 2)^2 *$ RL = (0,743 / 2)² * 0,19 = = 0,026W

Per un totale di

$P_{DISS,TOT} = P_{DISS,MOSFET} + P_{DISS,D} + P_{DISS,L}$ = 0,004 + 0,100 + 0,026 = 0,130W (V_{IN} = 6,4V)

Ovviamente non abbiamo tenuto in considerazione le perdite di commutazione e quelle magnetiche nell'induttanza, di cui parleremo nella prossima puntata.
Analizzando questi risultati e confrontandoli anche con quelli della puntata precedente,

possiamo dire:

Qualunque sia la tipologia, in uno switching a **bassa tensione di uscita**, una rilevante parte delle perdite è dovuta al DIODO. Per questo motivo è fondamentale utilizzare diodi SCHOTTKY, ove possibile.

PASSO 10 - calcolo del condensatore di uscita

Sappiamo che il condensatore di uscita influisce sul ripple di tensione di uscita, tramite la sua **capacità** e la sua **ESR.**
A svantaggio della tipologia inverting, c'è il fatto che la corrente nel condensatore è triangolare, con un tratto verticale più difficile da filtrare. Questo implica che il condensatore di filtro, a **parità di condizioni**, sarà più grande rispetto alla tipologia buck. La procedura di calcolo del condensatore di uscita è la seguente:

1. Calcolare l'ESR necessario a partire dalla formula (Legge di Ohm) ESR = ΔVESR / ΔI, ipotizzando come al solito ΔVESR pari al 90% del totale.
2. Scegliere un condensatore di uscita che abbia un ESR inferiore a quello calcolato, o mettere in parallelo due o più condensatori con ESR maggiore.
3. Opzionale ma consigliabile per l'affidabilità: calcolare il valore efficace del ripple di corrente triangolare con la formula 3 (di cui ometto la dimostrazione) e verificare che sia inferiore al massimo sopportabile dal condensatore scelto nella fase 2.

Formula 3
$I_{RMS} = [I_{PK}*(I_{PK} / 3 - I_{OUT})*(1 - \text{duty-cyle}) + I_L^2]^{0,5}$

4. Calcolare il ripple di tensione dovuto alla capacità, ΔV_C, con la formula 4 (di cui ometto la dimostrazione), e verificare che, sommato a quello del passo 1, il ripple totale sia accettabile. In caso contrario ripetere dal passo 1 ipotizzando una diversa percentuale per ΔV_{ESR}.

Formula 4
$\Delta V_C = (I_{PK} - I_{OUT})^2 * t_{OFF} / (2 * C * I_{PK})$

Nel nostro caso, ipotizzando un ripple totale desiderato, pari al massimo a 100mVpp, otteniamo per l'ESR:

$$ESR = \Delta V / \Delta I = 0,1 * 90\% / 0,858 = 0,105\Omega$$

Scegliamo un condensatore Panasonic serie FC, 105°C, da 1000µF/6,3V (codice RS 315-0243), che esibisce un'ESR pari a 0,090Ω ed un ripple di corrente massimo pari a 0,765A. In questo caso il ripple di tensione dovuto all'ESR sarà:

$$\Delta V_{ESR} = \Delta I * ESR = 0,858 * 0,090 = 77mVpp$$

Il valore efficace del ripple di *corrente* è pari a:

$$I_{RMS} = [I_{PK} * (I_{PK} / 3 - I_{OUT}) * (1 - \text{duty-cyle}) + I_L^2]^{0,5} = [0,858 * (0,286 - 0,2) * 0,534 + 0,2^2]^{0,5} = 0,282A$$

abbondantemente minore del massimo, a garanzia di un ridotto auto-riscaldamento del condensatore e quindi di una sua maggiore durata. Calcoliamo il ripple di tensione dovuto alla capacità:

$$V_C = (I_{PK} - I_{OUT})^2 * t_{OFF} / (2 * C * I_{PK}) = (0,858 - 0,2)^2 * 15,6e\text{-}6 / (2 * 1000e\text{-}6 * 0,858) = 3,9mVpp$$

Sommando il ripple di *tensione* dovuto ai due termini, si ottiene:

$$\Delta V_{TOT} = \Delta V_{ESR} + \Delta V_C = 77 + 3,9 = 80,9mVpp$$

che consideriamo accettabile per la nostra applicazione.A rigore, i due contributi al ripple totale **non** sono in fase, cioè quando il primo termine dovuto all'ESR è al massimo l'altro non è al massimo, tuttavia, considerando anche le approssimazioni fatte sul duty-cycle, si può utilizzare cautelativamente il valore calcolato.

SWITCHING PFM: L'MC34063, PARTE 2

Abbiamo già introdotto nella puntata preceden-

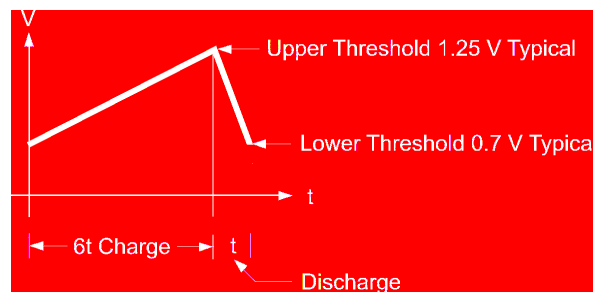
te l'integrato MC34063, della ON Semiconductor. Analizziamo ora un po' più a fondo la sua struttura interna, e vediamo come utilizzarlo per controllare il nostro switching inverting. La struttura interna viene di nuovo riportata in figura 12 in quanto necessaria per la spiegazione dettagliata.

Figura 12 Schema interno del circuito integrato MC34063

Come in tutti i circuiti integrati switching, l'MC34063 contiene al suo interno un oscillatore la cui frequenza è regolabile tramite un condensatore C_T collegato tra pin 3 e la massa. L'oscillatore interno funziona caricando e scaricando tale condensatore con un generatore di corrente bidirezionale, che può sia caricare il condensatore con una corrente costante di circa 35μA (generatore "source"), che scaricarlo con una corrente costante di circa 200μA (generatore "sink"). La commutazione di direzione viene pilotata da un comparatore a doppia soglia, con soglie di 0,75V e 1,25V: precisamente, se la tensione a cui si è caricato il condensatore supera 1,25V, il comparatore disattiva la modalità "source" ed attiva la "sink", per il tempo necessario a far si che la tensione scenda a 0,75V.
A questo punto si inverte di nuovo la direzione del generatore di corrente ed il ciclo si ripete. Ricordando che tensione e corrente in un condensatore sono legate dalla relazione:

$$V_C = I * t / C$$

quando C e V_C sono costanti, **se I aumenta il corrispondente t diminuisce e viceversa.** È quindi evidente che il tempo di carica del condensatore sarà circa 200 / 35 = 6 volte più lungo di quello di scarica, come visibile in figura 13.

Figura 13 Oscillatore interno del MC34063

Tale grafico è ripreso dall'Application Note AN920/D che potete scaricare dal sito della ON Semiconductor. L'uscita del comparatore dell'oscillatore interno (non visibile nella figura 12 perchè racchiuso entro il rettangolo Oscillator), pilota un Flip-Flop di tipo Set-Reset. Precisamente, durante la fase di scarica del condensatore, l'uscita del comparatore va bassa, passa attraverso l'inverter (pallino) sul pin di Reset del F-F, e quindi resetta l'uscita Q, cioè spegne i transistor Q2 e Q1, **indipendentemente dal segnale di Set.** Si può quindi dire che l'MC34063 ha un *off-time* minimo definito dal valore della capacità C_T. Solo durante la successiva fase di carica del condensatore, se la tensione di uscita, riportata sul pin 5, diventa minore di quella del riferimento interno (1,25V, rettangolo in basso a destra in figura 12), il comparatore (in basso a sinistra) attiva l'ingresso dell'AND, che a sua volta attiva il pin Set del F-F, e infine la coppia Q2-Q1. Una volta acceso il F-F, l'uscita resta attiva fino al successivo impulso di reset, che equivale a dire che non è più possibile spegnere l'uscita fino alla fine della rampa di salita di C_T. L'MC34063 è dotato di un circuito di protezione dai cortocircuiti e dalle sovracorrenti, che monitorizza la caduta di tensione su una resistenza di basso valore collegata tra il pin 7

(Ipk sense) e il pin 6 (Vcc). Quando la caduta supera il valore tipico di 0,330V, viene aggiunta una corrente di carica al condensatore CT (oltre ai 35μA standard), che accelera il raggiungimento della soglia superiore e quindi lo spegnimento dell'uscita. Ovviamente al ciclo successivo il procedimento si ripete, quindi se con l'oscilloscopio notate che sul pin 3, invece della classica rampa a frequenza nominale, ci sono delle cuspidi a frequenza più alta, controllate il circuito: potrebbe trattarsi di un corto circuito all'uscita o della rottura di qualche componente esterno. Infine, un piccolo quiz: considerando che praticamente la totalità dei circuiti integrati non sopporta tensioni negative rispetto alla propria massa, come fare per comparare la tensione (negativa) generata dallo switching con il riferimento interno dell'MC34063 che vale 1,25V? Leggete appresso per la risposta.

SWITCHING INVERTING CON CONTROLLER PFM MC34063

Per pilotare efficacemente il MOSFET, utilizzeremo il solito push-pull inseguitore di emettitore esterno, quindi la corrente richiesta all'MC34063 sarà molto bassa. Per questo motivo è sufficiente utilizzare il collettore del transistor INTERNO Q2 (pin 8), lasciando il collettore del transistor INTERNO Q1 (pin 1) non connesso. Vi state chiedendo perchè utilizziamo un MOSFET esterno invece del transistor interno Q1, come riportato nello schema applicativo di Figura 33 dell'AN920/D? La spiegazione (citata anche nelle note della stessa AN920/D) deriva dal fatto che la coppia darlington Q1/Q2 interna all'MC34963, che "pilota" l'induttanza, presenta una caduta di tensione di ben 1V. Ciò si traduce in scarsa efficienza, soprattutto con basse tensioni di ingresso, come in questo caso. Utilizzeremo invece la protezione di sovracorrente interna, sebbene anch'essa influisca un poco sull'efficienza.
Se avete risposto alla domanda precedente, con "usiamo un op-amp invertente", la risposta è: non serve! **Basta infatti collegare il pin 4 (GND) all'uscita negativa** (insieme al terminale di C_T). Rispetto alla massa "reale", cioè il polo negativo delle pile, il pin 4 sarà allora alla tensione di -5V, il riferimento di tensione sul pin (+) del comparatore interno sarà a -5 + 1,25 = -3,75V e potrà comparare la tensione negativa di uscita, tramite il solito partitore resistivo esterno.
Il circuito completo dell'alimentatore inverting è riportato in figura 14.

Il condensatore C3 determina la frequenza dell'oscillatore interno al circuito integrato, che dobbiamo imporre a circa 30kHz, da cui il valore di circa 1500pF (vedi datasheet). Se volete verificare l'oscillazione sul circuito reale, eliminate il carico, utilizzate una sonda x10 collegata al pin 3, e non spaventatevi delle grosse tolleranze dell'MC34063. Per determinare i valori delle resi-

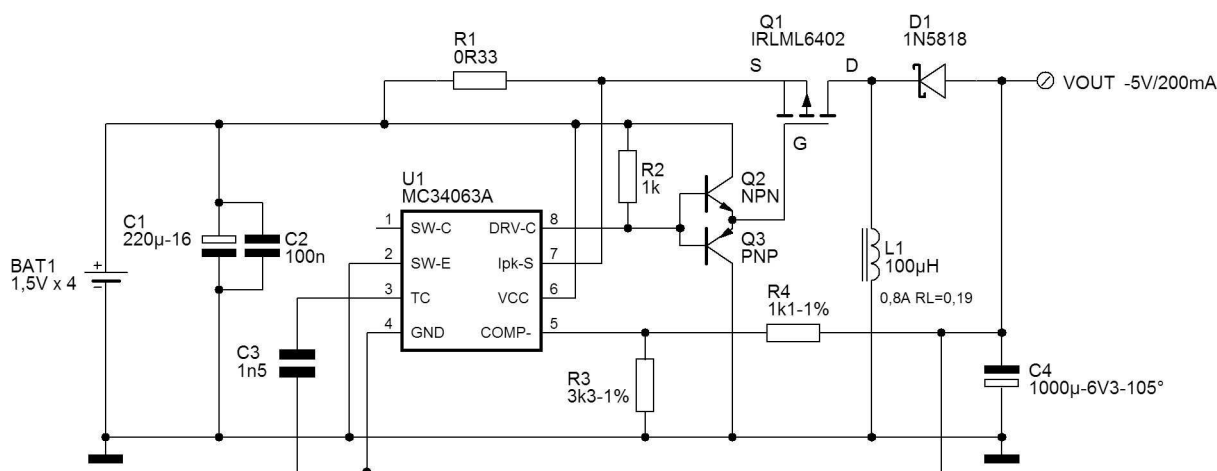



Figura 14 *Schema elettrico completo dell'alimentatore inverting 4,8..6,4V → -5V, 0,2A*

stenze, ho calcolato prima il valore dell'attenuazione da applicare alla tensione di uscita per eguagliarla a quella del riferimento, che adesso è a -3,75V:

$$A_{TT} = V_{OUT} / V_{REF} = -5 / -3,75 = 1,333$$

Ricordando che in un partitore resistivo costituito da due resistenze Ra e Rb, l'attenuazione ai capi di Rb è pari a 1 + Ra / Rb, ed eguagliando alla formula precedente si ottiene:

1 + Ra / Rb = 1,333, da cui **Ra / Rb = 0,333**

cioè occorrono due resistenze il cui rapporto sia esattamente 1 a 3. La resistenza R1 limita la corrente di picco nel MOSFET al valore di 0,330 / 0,33 = 1A, con la modalità già spiegata in precedenza.

MISURE

Montato il circuito, e verificatone il corretto funzionamento, ho collegato in uscita un carico costituito da 4 resistenze da 10Ω-2W in serie/parallelo, in modo da ottenere 25Ω (esattamente 24,5Ω), corrispondente al carico massimo (5V / 0,2A). Senza carico esterno l'assorbimento del circuito è risultato essere pari a 6,8mA, in linea con il consumo massimo specificato per l'MC34063 (4mA) più le resistenze R3 e R4 (1,1mA). Notate che questi componenti sono alimentati dalla linea -5V, quindi occorre considerare anche l'efficienza di conversione. Variando la tensione di alimentazione da 4,8 a 6,4V, ho ottenuto i risultati presentati in tabella 2 (escludendo i 6,8mA assorbiti a vuoto).

Notate che la cosiddetta **Line Regulation, cioè la variazione di tensione di uscita dovuta alle variazioni della tensione di ingresso**, è migliore dello 0,1%. Dalla terza colonna si vede chiaramente la già citata proprietà degli switching, e cioè quella di assorbire una potenza costante. Ricordo infine che l'efficienza riportata è relativa alla sola parte di potenza, mentre nelle application note dei circuiti integrati commerciali in genere si riporta l'efficienza globale, includendo quindi anche il consumo dell'integrato stesso.

CONCLUSIONI

Terminiamo con questa puntata l'utilizzo dell'MC34063. Per ulteriori informazioni vi rimando al sito della ON Semiconductor, www.onsemi.com. Nella prossima puntata introdurremo finalmente la tipologia di **controllo** PWM V-Mode, con la presentazione di una tipologia di switching ibrida, la **buck-boost,** e relativo circuito esemplificativo. Inizieremo anche a parlare di magnetismo e materiali magnetici, fondamentali per la comprensione delle perdite magnetiche e dei circuiti più avanzati.

Tensione di ingresso [V]	Corrente assorbita [A]	Potenza assorbita [W]	Tensione di uscita [V]	Potenza fornita al carico (24,5Ω) [W]	Efficienza η [%]
4,8	0,253	1,214	-4,985	1,014	83,5
5,0	0,243	1,215	-4,986	1,015	83,5
5,2	0,234	1,217	-4,987	1,015	83,4
5,4	0,225	1,215	-4,987	1,015	83,5
5,6	0,217	1,215	-4,988	1,016	83,6
5,8	0,209	1,212	-4,988	1,016	83,8
6,0	0,202	1,212	-4,988	1,016	83,8
6,2	0,195	1,209	-4,989	1,016	84,0
6,4	0,189	1,210	-4,989	1,016	84,0

Tabella 2 *Misure sullo switching inverting*

gli appuntamenti

ALCUNE DELLE DATE INDICATE POTREBBERO SUBIRE VARIAZIONI

Per sapere a quali appuntamenti sarà presente FareELETTRONICA visita la pagina: www.farelettronica.com/fiere

05-06 Marzo 2005

EXPO ELETTRONICA FAENZA — Faenza (RA)

Da molti anni l'elettronica è entrata a far parte del nostro quotidiano, non solo in ambito professionale ma anche fra le mura di casa: dagli elettrodomestici ai giochi dei bambini, dagli antifurto alla Tv satellitare. Expo Elettronica a Faenza è uno degli appuntamenti più noti e frequentati sia per l'elettronica di consumo sia per prodotti rivolti ad un pubblico più esperto.

LUOGO: Faenza Fiere - Faenza (RA)
ORARI: dalle 9:00 alle 18:00
ORGANIZZATORE: Blu Nautilus (www.blunautilus.it Tel 0541-53294)
INGRESSO: € 7,50 - ridotto € 6,50

12-13 Marzo 2005

XXIV MOSTRA NAZIONALE MERCATO RADIANTISTICO — Montichiari (BS)

Mostra mercato nazionale che tratta i seguenti settori: elettronica, video, strumentazione, componentistica, hi-fi, computer, radio d'epoca, filatelia. Contestualmente alla fiera si svolgerà il Radiomercatino di Portobello.

LUOGO: Centro Fiera del Garda - Montichiari (BS)
ORARI: dalle 9:00 alle 18:30
ORGANIZZATORE: Centro Fiera spa (Tel 030-961148 www.centrofiera.it)
INGRESSO: € 6,00 - ridotto € 3,00

12-13 Marzo 2005

3° MEETING "CONTEST DELLE PROVINCE ITALIANE 50 MHZ" E CONVENTION VHF-UHF-SHF

Fidenza (PR)

Il 12-13 Marzo 2005 si svolgerà il "Contest delle provincie italiane 50 MHz e convention VHF-UHF-SHF, con premiazioni trofei ARI.
Per tutta la durata della manifestazione sarà attivo l'award desk a cura di IW0BET, Giovanni Zangara.
Per gli eventuali accompagnatori e/o simpatizzanti non interessati ai lavori, sarà predisposto un programma guidato alternativo (mattinata di Domenica).
Il meeting si svolgerà presso i locali della Sala Civica Comunale - Via Mazzini – 43036 Fidenza (PR); frequenza di avvicinamento R5alfa (145.737.5). Uscita A1 Fidenza-Salsomaggiore Terme oppure linea ferroviaria MI-BO – Stazione di Fidenza-Salsomaggiore Terme.
Per ulteriori dettagli visitate il sito www.arifidenza.it o inviate una email a arifidenza@arifidenza.it.
Per questioni organizzative si prega di confermare la propria partecipazione non oltre il 25 Febbraio 2005 utilizzando le seguenti modalità:

- Invio email all'indirizzo meeting2005@arifidenza.it
- Fax al numero 178-6083674
- Telefonata al numero: 0524-523233 (IK4YNP Gianfranco)

2-3 Aprile 2005

EXPO ELETTRONICA ERBA

Erba (CO)

EXPO ELETTRONICA (ex ABC dell'Elettronica) ad Erba (Como) si svolge due volte all'anno, in primavera ed in autunno. Oltre alle merceologie "tradizionali" proposte da questo tipo di manifestazioni, quali computer, elettronica in genere, radiantismo, telefonia, surplus... nonché radio d'epoca, dischi e CD da collezione. Inoltre propone, in primavera, il Salone dell'Astronomia e Photo Cine video, con macchine ed attrezzature per la fotografia , mentre in autunno i protagonisti sono i radioamatori grazie al CB Day, a loro dedicato. Certamente non mancano i buoni motivi per andare a dare un'occhiata; ci saranno buoni affari sia per gli esperti sia per i neofiti!

LUOGO: Lario Fiere - Erba (CO)
ORARI: dalle 9:00 alle 18:00
ORGANIZZATORE: Blu Nautilus (www.blunautilus.it Tel 0541-53294)
INGRESSO: € 7,50 - ridotto € 6,50

Progettazione e realizzazione

Navigatore internet incallito, alcuni mesi fa decisi di passare alla navigazione su banda larga e decisi, quindi, di sottoscrivere un abbonamento presso uno dei fornitori di servizi ADSL sul mercato.
Al momento dell'attivazione mi furono richieste informazioni sull'impianto telefonico casalingo, che risulta essere, secondo quanto accertato dal fornitore, centralizzato, quindi, necessitante l'installazione di un filtro centralizzato (splitter) che sarebbe costato insomma... una "bella cifra"...

Non mi sembrava giusto pagare la cifra richiesta, mi sono messo quindi sulle tracce di informazioni circa il filtro che avrei dovuto installare. Il filtro installato è un filtro *Alcatel*, detto *Splitter*, si collega sulla prima "borchia" dell'impianto telefonico e filtra il segnale voce da quello dati così da poter continuare ad utilizzare il vecchio impianto senza altre modifiche, tranne l'aggiunta di un cavo per i soli dati da connettere al modem ADSL e quindi al computer.
Da questo arrivo a definire lo scopo dell'articolo che state leggendo, prendendo spunto dalla definizione dei principi base della tecnologia su cui si basa ADSL, la costruzione del modello, la simulazione del comportamento e la realizzazione di un filtro adsl splitter.

LA TECNOLOGIA SU CUI SI BASA ADSL

Adsl, che sta per *Asymmetrical Digital Subcriber Line*, fa parte di una più ampia famiglia, definita xDsl, che utilizza il normale doppino telefonico (pstn) per instaurare un collegamento digitale capace di trasportare fin oltre 10 Mbps, il tutto senza intervenire sulla normale funzionalità del telefono e senza che sia necessario eseguire alcuna "chiamata" al provider, se non per l'autenticazione dell'utente.
Il termine "asimmetrica" riguarda il fatto che la velocità di ricezione da, e di trasmissione verso il provider, sono in realtà differenti. Ciò sta a significare che le velocità di trasferimento dei dati sono diverse in downstream e in upstream, per essere precisi va da 1.5 a 6.1 Mbps in downstream (dati in ingresso al PC) e da 16 a 640 Kbps in upstream (dati in uscita dal PC). Questo tipo di differenza è legata al fatto che un utente debba scaricare una grande quantità di dati più che inviarli.
Ma cerchiamo di capire meglio cosa rappresenta questa tecnologia.
Vista dall'esterno la tecnologia ADSL sembra un semplice canale dati sincrono, in cui i dati vengono trasmessi insieme al segnale relativo alla voce umana. Le cose in realtà non sono così semplici, per generare sullo stesso doppino telefonico più canali così da dividere i due flussi dati si usano due tecniche, la multiplazione a divisione di frequenza (Fdm – Frequency Division Multiplexing) e la cancellazione dell'eco (figura 1). La prima tecnica prevede l'assegnazione di una banda per i dati in upstream e un'altra per

di Enrico Raffone
enrico.raffone@tin.it

di un filtro ADSL centralizzato

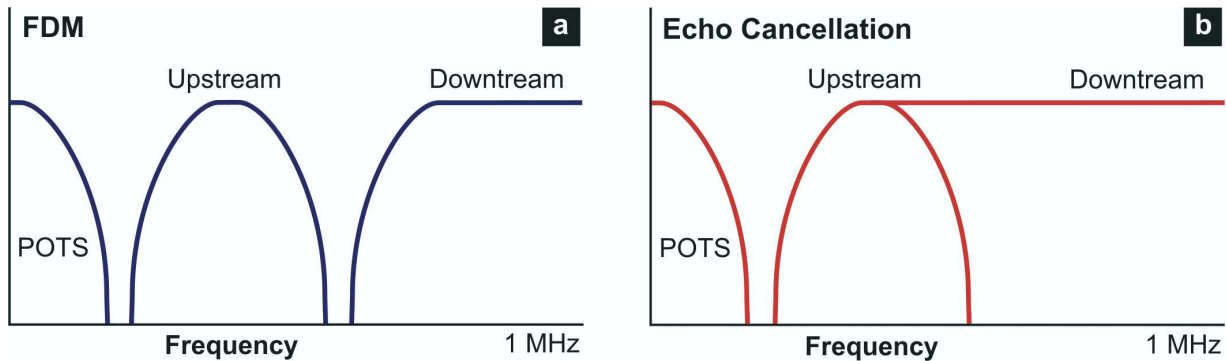



***Figura 1** Impiego della tecnica Fdm (a) e cancellazione di eco (b)*

quelli in downstream. Il percorso downstream viene diviso mediante tecniche di multiplazione in uno o più canali ad alta velocità, o più canali a bassa velocità. Il percorso upstream è parimenti multiplato nei corrispondenti canali a bassa velocità. La seconda tecnica, quella di cancellazione dell'eco, assegna la banda upstream in modo che si sovrapponga a quella downstream, per poi separarle per mezzo di tecniche di soppressione dell'eco (figura 1).

Ma facciamo un passo indietro.
Fin dall'inizio, la linea telefonica nacque per trasportare solamente la voce umana. Per questo motivo si decise di limitare la banda passante alla frequenza compresa tra i 300 e di 3400 Hz (sebbene il livello di ricezione dell'orecchio umano sia molto più ampio). Un apposito filtro passa banda, sistemato nelle centrali telefoniche, taglia tutte le frequenze al di fuori di questo range. Il fiorire di una nuova tecnologia come quella asimmetrica appena vista nasce dal fatto che a seconda della distanza dalla centrale e del tipo di cavo utilizzato, è possibile trasportare su di esso frequenze estremamente elevate. Tutto quello che occorre è, in altri termini, poter

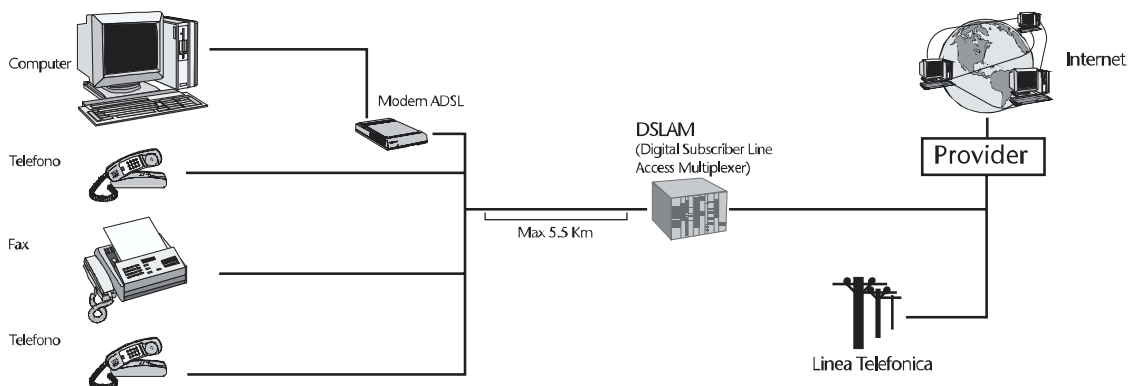



***Figura 2** Il cammino tra utente e servente*

connettere il doppino di casa direttamente alla "fonte" Internet, senza attraversare il filtro passa banda che si trova nella centrale telefonica. Ed è esattamente questo che fa il sistema Adsl.

Sul doppino telefonico, all'arrivo alla centrale, viene posto un filtro che divide le frequenze della banda audio (i quattro kHz della telefonata normale) da quelle "dati" (dai circa 26 kHz a poco oltre 1 MHz). Le prime vengono gestite attraverso il vecchio sistema per consentire il normale traffico telefonico; le seconde vengono immesse nella rete dati Atm e, tramite questa, inviate alla destinazione scelta dall'abbonato (generalmente un provider Internet). A casa dell'utente si dovrà inserire, prima del telefono, uno "splitter", che separi la fonia dai dati e spedisca le frequenze da 300-3400Hz all'impianto telefonico casalingo. Il vantaggio di una connessione Adsl è ovvio: telefono sempre libero, nessun cablaggio aggiuntivo tra casa e Telecom, Internet sempre disponibile, velocità senza pari o quasi. La tariffazione della connessione Adsl è principalmente di tipo forfettario, quindi il costo è unico e predeterminato, indipendentemente dall'uso che si fa della connessione. Inoltre le attuali tariffe disponibili, con o senza il noleggio del modem, dello splitter e dell'eventuale router

UN PO' DI STORIA... INTERNET

Internet nacque a livello utente circa tredici anni fa e le trasmissioni di dati su rete telefonica cominciarono mediante un accoppiatore acustico da 300 Baud, un dispositivo su cui si incastrava la cornetta dell'apparecchio fornito dalla S.I.P., con tanto di guarnizioni laterali di gomma per evitare le interferenze ambientali.
La velocità era molto bassa, i costi erano alti con la tariffa interurbana, la spedizione di dati costava molto, considerando le interruzioni della linea. Ma si trattava solo della prima tappa, Gopher era allora, a buon diritto, l'antesignano dei browser attuali, ma l'arrivo dell'Html e dei browser grafici innescò un processo che ha continuamente richiesto un incremento esponenziale delle risorse, cui poter attingere per rendere la navigazione la più agevole possibile, e fare di Internet un fenomeno di massa.
Di conseguenza utenti e produttori si rincorrono, gli utenti cercando di avere a disposizione modem che aumentino la velocità di trasferimento dei dati, mentre i produttori, i realizzatori di pagine Web, contano su modem sempre più veloci, in possesso degli utenti, per realizzare pagine sempre più ricche e, quindi, più lente da scaricare.
Nei primi tempi, sebbene la velocità di trasferimento dati dei modem sia cresciuta di continuo, la velocità della linea telefonica, misurata in baud, non è mai cambiata, né potrebbe esserlo per ragioni prettamente fisiche.
Il baud è l'unità d'informazione che viene trasmessa su un canale seriale, in questo caso quello telefonico, tale velocità è vincolata alla larghezza di banda del canale telefonico che, occorre ricordarlo, è nato principalmente per trasportare la voce umana. Così si è passati mano a mano a velocità sempre più elevate, fino a raggiungere, su una linea analogica, i 56.400 bps ottenuti con l'ultimo standard disponibile per tale linea, il V.92, che ha permesso di aumentare la velocità di uscita, ma quella di entrata è rimasta ancora a 56 kbps ed è difficile pensare che si deciderà di andare oltre. Quindi riassumendo: costi elevati, velocità non elevabile oltre questo livello, si è pensato di trovare una soluzione alternativa alla semplice linea telefonica, adottare una connessione fissa, ad ampia banda. Fino a poco tempo fa la connessione fissa era possibile solo utilizzando un particolare tipo di servizio, messo a disposizione della compagnia telefonica, detto Cdn (Connessione diretta numerica). Il vero problema di questo tipo di connessione, peraltro ideale, era l'altissimo costo. La scelta successiva fu l'Adsl.

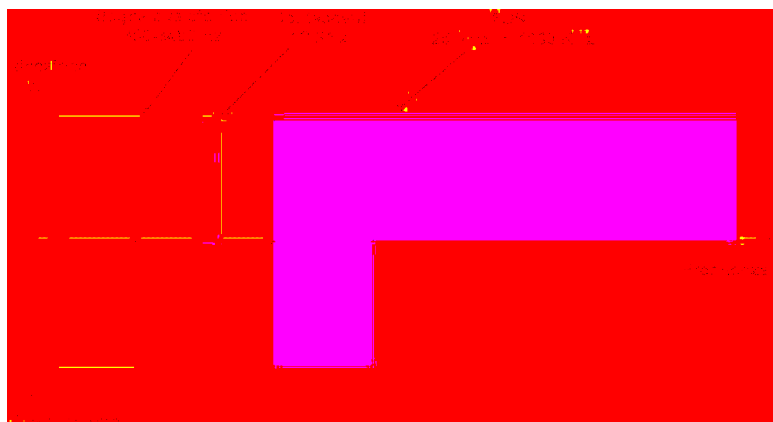



Figura 3 *Schematizzazione delle bande*

Figura 4 *Filtro passa basso 2° ordine*

sono paragonabili a quelle che oggi molti utenti spendono utilizzando una modesta connessione pstn.

MODELLO MATEMATICO DEL FILTRO DA REALIZZARE

Abbiamo capito che quello che dobbiamo realizzare è un filtro passa-basso, che dovrà filtrare le frequenze al di sopra di una determinata banda secondo il grafico in figura 3.

Partendo dalle informazioni reperite su Splitter commerciali, filtri passa-basso del 6° ordine, si è optato per la riproposizione di un filtro del 6° ordine, lo schema seguito nella teorizzazione, parte dal semplice filtro passa-basso del secondo ordine, aumentando l'ordine ponendo più filtri (sistemi interagenti) in serie. Si è deciso di prendere in considerazione una realizzazione fatta solo di elementi passivi per evitare alcun tipo di alimentazione e ridurre al minimo il costo dell'intero dispositivo.

Lo schema realizzativo risulta basato principalmente su induttori e condensatori in quanto con sole resistenze e condensatori, la soluzione sarebbe risultata meno compatta. Con questa scelta si cerca quindi di rispettare anche requisiti di spazio.
L'unità base del circuito è rappresentata dal singolo filtro passa-basso del 2° ordine realizzato con un'induttanza in serie all'ingresso ed un condensatore in parallelo (figura 4).
Sottolineiamo che la soluzione proposta è sicuramente valida da un punto di vista teorico, ma risulta vittima delle carenze dei componenti in vendita nei comuni negozi di elettronica. Gli splitter ADSL commerciali sono realizzati con degli speciali induttori costruiti appositamente per lo scopo, che quindi assolveranno sicuramente meglio il loro compito rispetto ai componenti proposti, in più anche gli altri componenti utilizzati, saranno progettati per una specifica finalità risultando quindi certamente più accurati rispetto a quelli considerati.

Vediamo lo schema da cui si è partiti per la determinazione del modello matematico del filtro (figura 5).

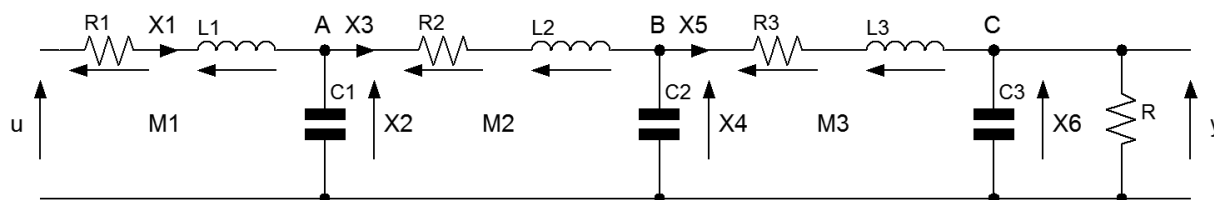



Figura 5 *Schema di principio*

I resistori in figura 5 rappresentano le resistenze associate agli induttori considerati.
Naturalmente nella realizzazione pratica, un circuito discreto costruito per semplicità su di una millefori, non vedremo un componente che rappresenta ognuna di quelle resistenze, come si vede anche in figura 6.

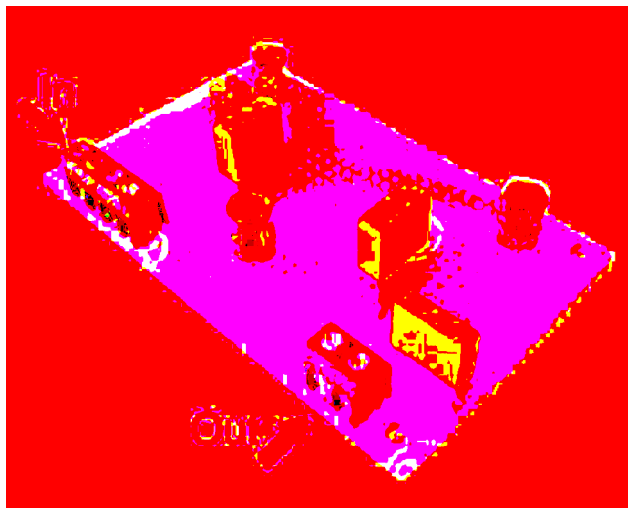



Figura 6 Circuito realizzato

Per poter determinare il modello matematico abbiamo bisogno di applicare i principi di Kirchoff ai nodi A, B, C e alle maglie M1, M2, M3 (NB: *u* è la tensione d'ingresso e *y* quella di uscita dal circuito mostrato in figura 5):

$$M_1: u = R_1 \cdot X_1 + L_1 \cdot \dot{X}_1 + X_2 \Rightarrow \dot{X}_1 = -\frac{R_1}{L_1} \cdot X_1 - \frac{1}{L_1} \cdot X_2 + \frac{1}{L_1} \cdot u$$

$$M_2: X_2 = R_2 \cdot X_3 + L_2 \cdot \dot{X}_3 + X_4 \Rightarrow \dot{X}_3 = \frac{1}{L_2} \cdot X_2 - \frac{R_2}{L_2} \cdot X_3 - \frac{1}{L_2} \cdot X_4$$

$$M_3: X_4 = R_3 \cdot X_5 + L_3 \cdot \dot{X}_5 + X_6 \Rightarrow \dot{X}_5 = \frac{1}{L_3} \cdot X_4 - \frac{R_3}{L_3} \cdot X_5 - \frac{1}{L_3} \cdot X_6$$

$$A: X_1 = X_3 + C_1 \cdot \dot{X}_2 \Rightarrow \dot{X}_2 = \frac{1}{C_1} \cdot (X_1 - X_3)$$

$$B: X_3 = X_5 + C_2 \cdot \dot{X}_4 \Rightarrow \dot{X}_4 = \frac{1}{C_2} \cdot (X_3 - X_5)$$

$$C: X_5 = C_3 \cdot \dot{X}_6 + \frac{X_6}{R} \Rightarrow \dot{X}_6 = \frac{1}{C_3} \cdot X_5 - \frac{1}{R} \cdot X_6$$

Il sistema risultante è:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\frac{R_1}{L_1} \cdot X_1 - \frac{1}{L_1} \cdot X_2 + \frac{1}{L_1} \cdot u \\ \dot{X}_2 = \frac{1}{C_1} \cdot (X_1 - X_3) \\ \dot{X}_3 = \frac{1}{L_2} \cdot X_2 - \frac{R_2}{L_2} \cdot X_3 - \frac{1}{L_2} \cdot X_4 \\ \dot{X}_4 = \frac{1}{C_2} \cdot (X_3 - X_5) \\ \dot{X}_5 = \frac{1}{L_3} \cdot X_4 - \frac{R_3}{L_3} \cdot X_5 - \frac{1}{L_3} \cdot X_6 \\ \dot{X}_6 = \frac{1}{C_3} \cdot X_5 - \frac{1}{R} \cdot X_6 \\ y = X_6 \end{cases}$$

Abbiamo trovato un sistema lineare del sesto ordine a tempo continuo, per poter ottenere il taglio delle frequenze secondo lo schema proposto all'inizio di questo paragrafo, considerando le grandezze degli elementi induttori e le capacità dei condensatori presenti nei negozi di elettronica e quindi disponibili per comporre la realizzazione, sono stati determinati i valori delle induttanze e dei condensatori come in tabella componenti.

Elenco componenti	
Sigla	**Valore**
L1	22 mH
L2	22 mH
L3	10 mH
C1	47 nF poliestere
C2	47 nF poliestere
C3	10 nF poliestere

Il valori delle resistenze sono stati presi consultando i datasheet delle induttanze disponibili e confermati misurando con un multimetro.
La resistenza R considerata risulta essere la resistenza della linea telefonica stimata circa 600 ohm.

SIMULAZIONE E ANALISI

In ambito di simulazione analizziamo il comportamento del filtro con il diagramma di Bode del sistema (risposta in frequenza del sistema) così composto e verifichiamo che la frequenza di taglio superiore sia quella desiderata. Allo scopo è stato utilizzato per l'elaborazione e la simulazione del modello Matlab, un potentissimo sistema software che ci permette di semplificare notevolmente il lavoro attraverso una notevole potenza di calcolo. Nel diagramma di Bode proposto, che rappresenta la risposta in frequenza del nostro filtro, si evidenzia la frequenza di taglio superiore sia rispetto al picco sia rispetto al valore in db (decibel) del modulo della risposta frequenziale in corrispondenza della frequenza di maggiore interesse, che nel nostro caso risulta

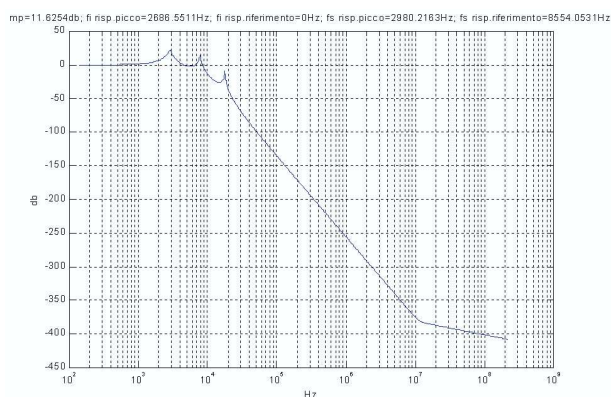



Figura 7 *Risposta in frequenza filtro ADSL*

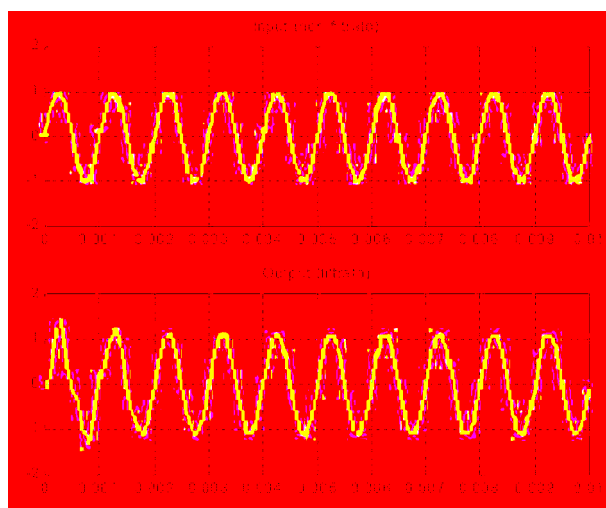



Figura 8 *Armonica a frequenza 1000 Hz*

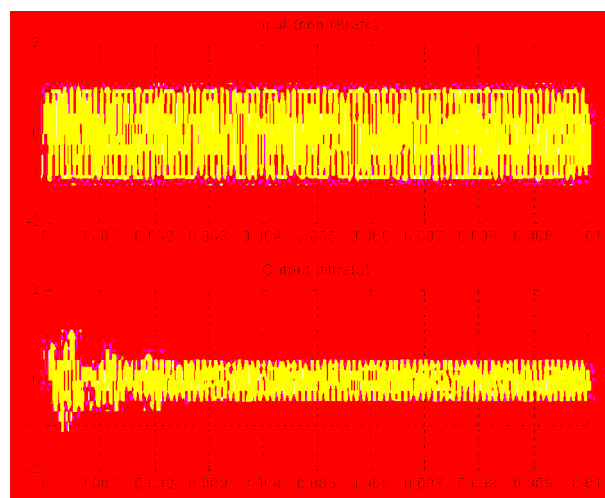



Figura 9 *Armonica a frequenza 9000 Hz*

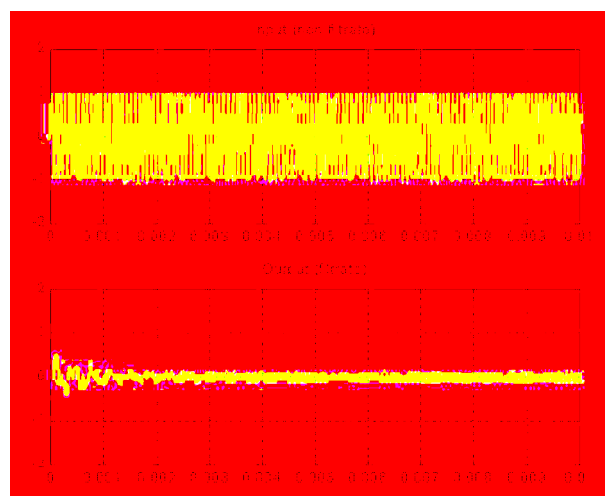



Figura 10 *Armonica a frequenza 12000 Hz*

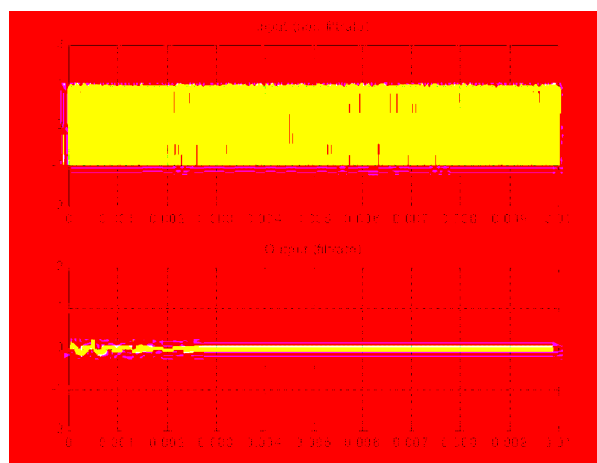



Figura 11 *Armonica a frequenza 25000 Hz*

Figura 12 *Kit assemblaggio completo*

essere 1000 Hz, in quanto ci occupiamo della banda relativa alla voce umana.
Si ricava dal diagramma che come frequenza di taglio superiore (ci interessiamo solo a quella perché il sistema considerato è passa-basso) risulta, rispetto al picco, pari a 2980,2163 Hz e, rispetto alla frequenza di riferimento 1000 Hz, risulta 8554,0531 Hz.
Per meglio capire infine cosa succede alle diverse frequenze e vedere che effettivamente l'azione del filtro taglia le armoniche indesiderate oltre la frequenza di taglio superiore, mostriamo cosa succede ad armoniche a frequenza diversa in ingresso al filtro e poi in uscita (successione figure 8, 9, 10 e 11).

Abbiamo saggiato il comportamento entro la frequenza di 25 kHz poiché come risulta dal grafico sopra, è proprio in corrispondenza di questa frequenza che il segnale deve essere praticamente nullo rispetto a quello di ingresso.

MATERIALI UTILIZZATI E MONTAGGIO

Per l'assemblaggio del circuito si è scelta una soluzione basata su componenti discreti saldati insieme su di una basetta millefori, il tutto è stato completato con l'aggiunta di connettori a vite per il collegamento dell'ingresso (linea telefonica), dell'uscita (impianto telefonico) e del modem ADSL (linea dati, che non è filtrata dal nostro dispositivo quindi è semplicemente in parallelo all'ingresso). In aggiunta per rendere il tutto più maneggevole è stato utilizzata una scatola con un frontalino semirimovibile, che potesse contenere il circuito preservandolo da urti accidentali.

I componenti scelti rispecchiano da un punto di vista del dimensionamento gli scopi che ci siamo prefissi, cioè l'eliminazione delle frequenze che vanno da 25000 Hz in su.

Analizziamo i componenti scelti per la realizzazione. Partiamo dagli induttori. Sono stati scelti degli induttori appartenenti ad una serie di induttori radio frequenza fissi universali adatti al disaccoppiamento di potenza in circuiti logici, circuiti sintonizzatori a bassa frequenza, filtri ecc. prodotti dalla Toko America Inc., società produttrice di elementi passivi, semiconduttori e moduli wireless. Le caratteristiche fisiche di tali componenti sono approfondite in tabella 1.

Nell'ambito della disposizione degli elementi sulla basetta millefori si è cercato di disporre gli elementi mantenendo la maggiore distanza possibile tra gli induttori, in modo da evitare qualsiasi fenomeno di mutua induzione tra i tre componenti al passaggio di corrente.
Passiamo quindi ai condensatori, quelli presi in considerazione sono prodotti dalla Philips e destinati principalmente ai circuiti elettronici stampati; particolarmente adatti all'utilizzazio-

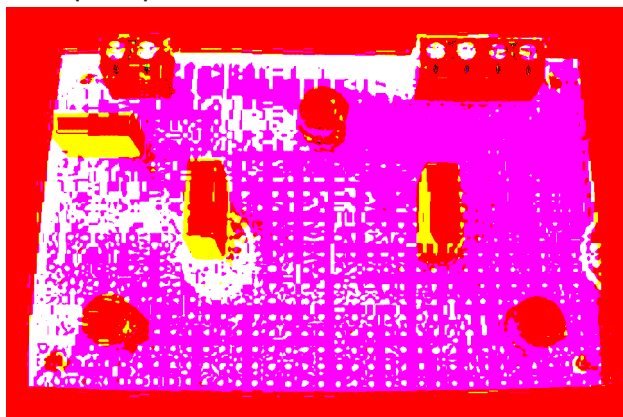



Figura 13 *Disposizione dei componenti su scheda "millafori"*

Indutt. ±5%	Q (min.)	a MHz	Resistenza Ω (max.)	Corrente nominale (max.)	Frequenza di risonanza MHz (min.)	Modello contenitore	Alt.	Æ
10mH	100	0,079	40,0	40mA	0,4	B	11,2	8,0
22mH	100	0,079	80,0	30mA	0,3	B	11,2	8,0

Tabella 1 Caratteristiche Induttori

Capacità (nF)	Dimensioni BxHxl (mm)	Riferimento Philips Components	Tolleranza	Passo	Approvazioni
47 nF	5.0x11.0x12.5	2222 372 51473	±10%	10mm	CECC 30401-801
10 nF	4.0x9.0x12.5	2222 372 51103			

Tabella 2 Caratteristiche condensatori

ne sia in corrente continua o con componente alternata. Le caratteristiche fisiche di tali componenti sono elencate tabella 2.

Vediamo quindi come sono stato disposti i componenti sulla millefori (figura 13). La disposizione rispecchia lo schema di principio di figura 5. Abbiamo già visto in figura 6, quali sono i connettori di ingresso e di uscita. Bisogna chiarire che il modem ADSL va collegato al connettore a vite vicino a quello di ingresso; quel connettore è semplicemente in parallelo all'ingresso e quindi non filtrato dal nostro circuito, ricordiamo che al modem ADSL devono andare le frequenze più alte,

Figura 14 Realizzazione completa

quelle relative ai dati.

Il tutto è stato inserito in una scatola di plastica trasparente con frontalino semirimovibile, le dimensioni dell'intera realizzazione sono 9.5x6x4 cm, in figura per renderci meglio conto delle dimensioni è paragonato ad un pila AAA da 1.5V.

ROBUSTEZZA DEL FILTRO

Il filtro in fase di progettazione è stato sottoposto ad un'attenta analisi, da cui è emerso che a partire dai dati forniti dai data-sheet, quindi da tolleranze all'errore del 10% per i condensatori e del 5% per gli induttori, anche in caso di disturbi causati dall'imprecisione degli elementi considerati, il sistema risulta filtrare adeguatamente i dati che si trovano nella banda 25 kHz – 110 kHz.
Le prove che abbiamo visto sui segnali sinusoidali sono state riproposte in laboratorio attraverso collegamento secondo lo schema in figura 15.
La prova consiste nel pilotare un segnale in uscita alla scheda audio attraverso Matlab con il

Figura 15 Analisi filtro

comando SOUND, porlo all'ingresso del filtro realizzato ed acquisire con l'oscilloscopio il segnale in uscita. Utilizzando quindi un oscilloscopio si è potuto osservare che il comportamento del filtro risponde ai requisiti e alle simulazioni proposte relativamente ai diversi segnali in ingresso.
Andiamo a vedere cosa succede facendo variare i diversi parametri secondo percentuali (tolleranze) suggeriteci dai datasheet degli elementi considerati. Ai due parametri relativi a condensatori ed induttori affianchiamo anche i valori di resistenza offerti dagli induttori, consideriamo per semplicità due valori di resistenza, il valore misurato con il multimetro in continua

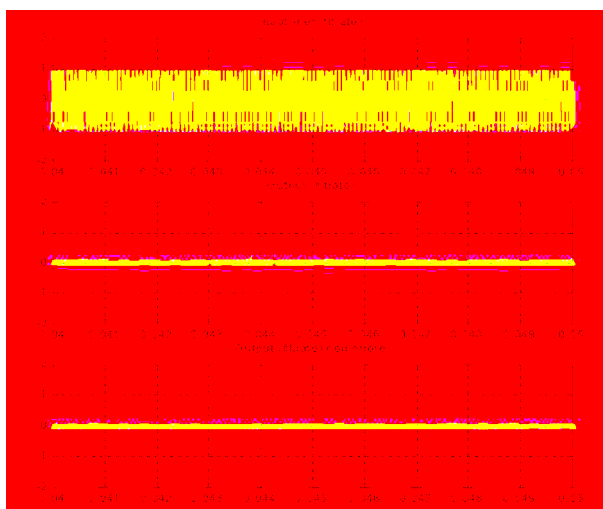



Figura 16 *Caso 9 (12 kHz)*

	Condensatori (%)	Induttori (%)	Resistenze (Ω)	Frequenza rel. picco (Hz)	Frequenza rel. riferimento (Hz)	Oscillazione rel. picco (%)	Oscillazione rel. riferimento (%)
1	0	0	40 – 20	2980.2163	8554.0531	-	-
2	0	0	80 – 40	3108.9122	8515.4853	4.3183	-0.4508
3	0	+5	40 – 20	2904.0052	8347.9011	-2.5572	-2.4099
4	0	+5	80 – 40	3027.8858	8313.6773	4.7632	-2.8100
5	0	-5	40 – 20	3060.7167	8776.2733	5.8992	2.5978
6	0	-5	80 – 40	3196.1045	8736.7036	10.5835	2.1352
7	+10	0	40 – 20	2847.251	8155.9697	-1.4865	-5.1213
8	+10	0	80 – 40	2976.1907	8115.8619	2.9746	-5.1226
9	+10	+5	40 – 20	2775.8369	7959.4114	-3.9574	-6.9515
10	+10	+5	80 – 40	2897.6233	7923.5246	-2.7713	-7.3711
11	+10	-5	40 – 20	2924.1599	8367.8483	-1.8809	-2.1768
12	+10	-5	80 – 40	3059.6607	8323.2786	2.6657	-2.6978
13	-10	0	40 – 20	3133.5284	9020.4687	5.1443	5.4525
14	-10	0	80 – 40	3263.9129	8983.4879	9.5193	5.0202
15	-10	+5	40 – 20	3054.9339	8803.076	2.5071	2.9111
16	-10	+5	80 – 40	3178.8468	8766.9862	6.6649	2.4892
17	-10	-5	40 – 20	3218.17	9251.0044	7.9844	8.1476
18	-10	-5	80 – 40	3355.4524	9213.0782	12.5909	7.7042

Tabella 3 *Analisi Filtro*

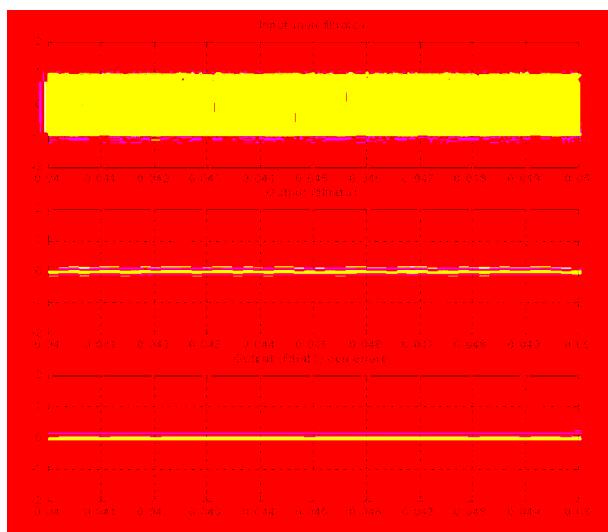
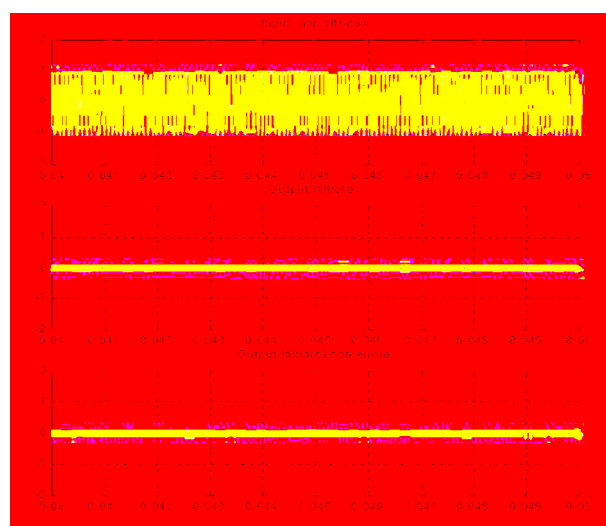



Figura 17 *Caso 9 (25 kHz)*

(40 ohm per L1, L2 e 20 ohm per L3) e il valore riportato sui datasheet come massimo (80 ohm e 40 ohm).

In rosso i casi di maggiore interesse, in quanto rappresentano i massimi valori di oscillazione rispetto al valore voluto. Tali casi rappresentano i corrispettivi delle massime variazioni dei componenti in gioco.
Per meglio evidenziare gli effetti delle variazioni dei parametri, visualizziamo due dei quattro casi peggiori, il caso 9 e 17, a due frequenze: 12 kHz e 25 kHz (figure 12, 13, 14 e 15).

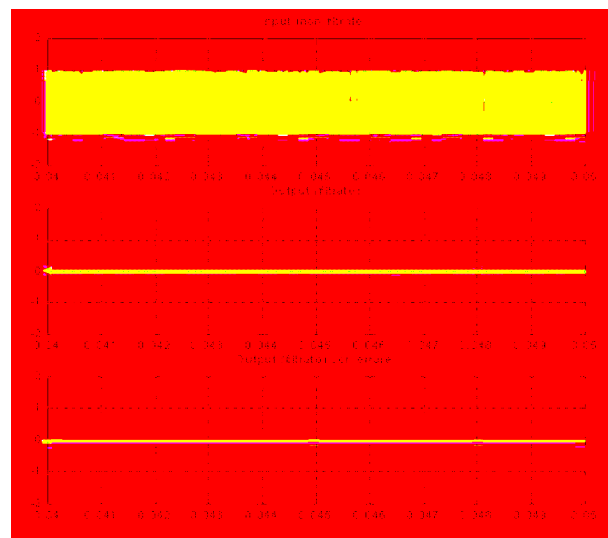



Figura 19 *Caso 17 (25 kHz)*

Figura 18 *Caso 17 (12 kHz)*

Anche in caso di disturbi causati dall'imprecisione degli elementi considerati, il sistema risulta filtrare i dati che si trovano nella banda 25 kHz – 110 kHz.

BIBLIOGRAFIA

Le pubblicazioni e le diverse fonti utilizzate per definire questo articolo sono:

1. Prof. Ing. G. Celentano
   "Dinamica e controllo dei sistemi".
2. Sedra/Smith. Microelectronic Circuits
   Oxford University Press.
3. Datasheet induttori:
   www.tokoam.com/passives/inductors/fixed_inductors/index.html
4. Datasheet condensatori:
   www.semiconductors.philips.com

CONCLUSIONI

Abbiamo visto come si realizza un filtro passabasso tale dispositivo ci consentirà di continuare ad utilizzare l'impianto telefonico casalingo con l'aggiunta di un solo filtro che va inserito a monte dell'intero circuito e di un solo filo che andrà dal punto in cui è installato il filtro al computer, naturalmente rispetto a soluzioni commerciali, tale filtro risulta molto ma molto meno performante e questo perché si è scelto a livello progettuale di raggiungere lo scopo con la spesa minima.

Un crepuscolare senza trasformatore

In questo articolo si propone un'utile alternativa agli interruttori crepuscolari in vendita nei negozi di materiale elettrico. Il crepuscolare proposto unisce soluzioni sperimentate in altri circuiti per creare un prodotto "tutto elettronico", affidabile e di basso costo.

Mi è capitato di dover sostituire un interruttore crepuscolare rotto e di comprarne uno nuovo in tutta fretta in un negozio di materiale elettrico. Analizzando le componenti di costo, mi sono accorto che il suo prezzo è in gran parte dovuto ai componenti elettromeccanici (trasformatore e relé) che non hanno beneficiato della continua riduzione dei costi dei componenti elettronici. E' possibile trovare dei sostituti "elettronici" ai componenti elettromeccanici? La risposta è positiva e la riduzione di costo ottenibile è almeno del 50%.

Figura 1 Schema di principio

SCHEMA DI PRINCIPIO

Nel crepuscolare proposto, l'alimentatore tradizionale, basato su trasformatore, raddrizzatore e filtro, viene sostituito da un condensatore, che si comporta come elemento di caduta che non consuma energia, e da un diodo zener.
Il principio di questo alimentatore è ben spiegato nell'articolo "**Alimentatori a caduta capacitiva**" nel numero di gennaio 2005. Il relé elettromeccanico di uscita viene sostituito da un TRIAC (componente essenziale nei cosiddetti "relé allo stato solido").

Avviso!

Il circuito proposto è direttamente collegato alla rete, se lo si tocca produce una pericolosa scossa. Si consiglia quindi vivamente di non toccarlo con le mani quando è in tensione e di non effettuare misure con l'oscilloscopio. Se proprio si volesse testarlo, meglio alimentarlo con un trasformatore di isolamento con rapporto 1:1 (cioè 230V/230V). Non effettuare prove di funzionamento tenendo appoggiato il circuito su un tavolo metallico o con parti metalliche sparse.

SCHEMA ELETTRICO

La tensione, prelevata direttamente dalla rete, viene abbassata a circa 15 Volt attraverso un condensatore che determina una caduta a causa della sua reattanza capacitiva (X_c=1/ΩC). In serie al condensatore viene posto un resistore da 220 Ω

di Antonio Cecere
a.cecere@farelettronica.com

e senza relè

1 W, con la funzione di proteggere i componenti a valle da possibili disturbi ad alta frequenza presenti sull'alimentazione di rete. Come è risaputo dalla teoria di elettrotecnica, un condensatore fa passare la corrente, ma non consuma energia e quindi non sviluppa calore e non abbassa il rendimento. Il discorso sarebbe diverso se avessimo affidato la caduta di tensione ad un resistore.
La tensione ribassata viene convertita in continua da un circuito formato da un diodo zener da 15 Volt, da un diodo normale (1N4004 o simila-re) e da un condensatore elettrolitico. Un filtro ulteriore viene ottenuto con una resistenza da 100 Ω 1/2 W, da un secondo condensatore elettrolitico e da un diodo zener da 12Volt.

Ottenuta così una tensione di alimentazione di 12 Vcc, la si utilizza per alimentare un circuito integrato (U1) contenente al suo interno due amplificatori operazionali. Con riferimento allo schema di figura 2 la tensione proveniente dal partitore formato dalla fotoresistenza e dalla serie R4 – P1 viene comparata da U1A con una tensione fissa di 6V, proveniente dal partitore R5-R8.
Quando la luce sulla fotoresistenza diminuisce, la tensione del primo partitore cresce: superando la soglia dei 6V, il comparatore U1A presenta al piedino 1 una tensione di uscita positiva; viceversa in piena luce l'uscita di U1A è a tensione nulla. Il trimmer P1 regola il livello di luce a cui il comparatore U1A deve commutare.

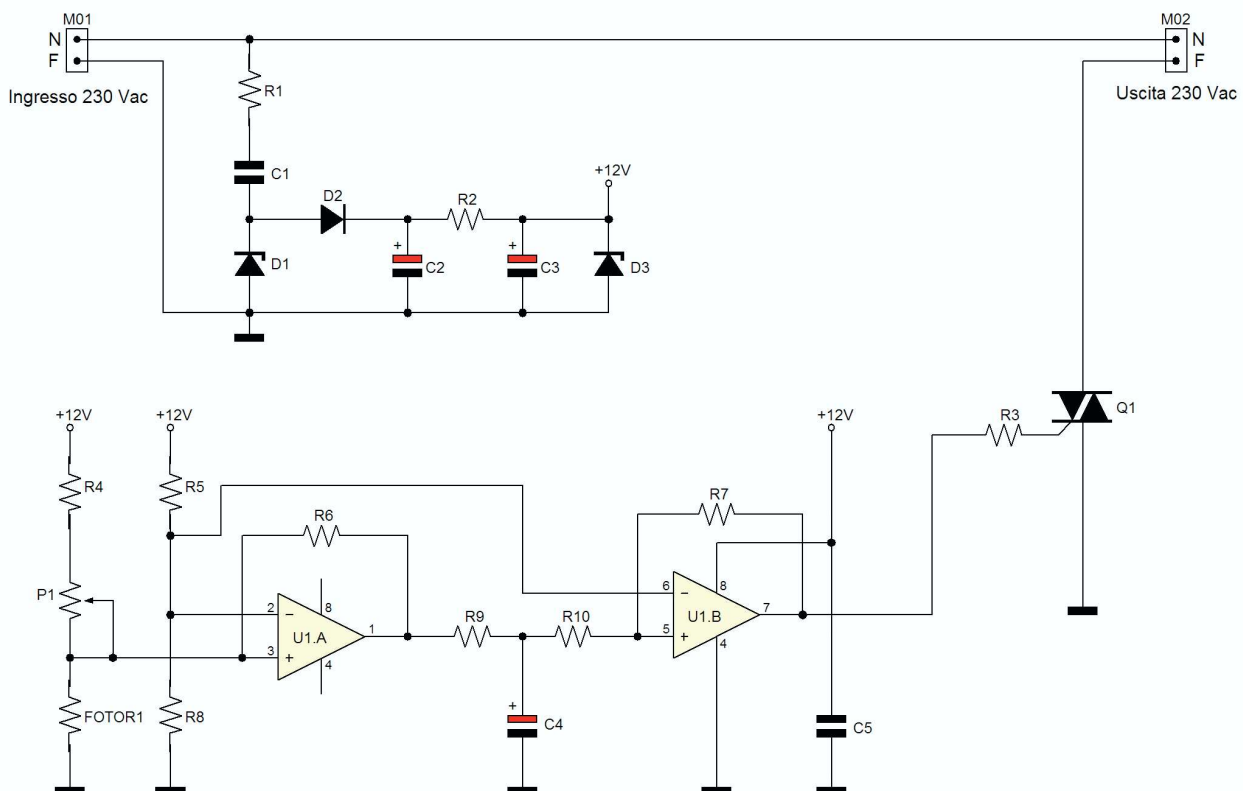



Figura 2 *Schema elettrico del crepuscolare*

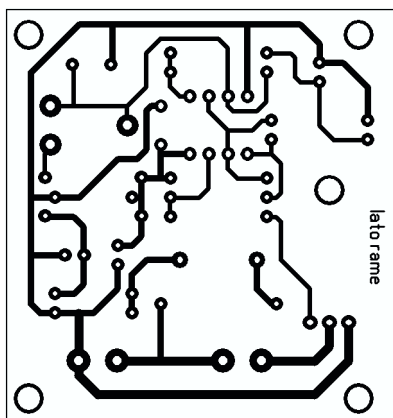



Figura 3 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

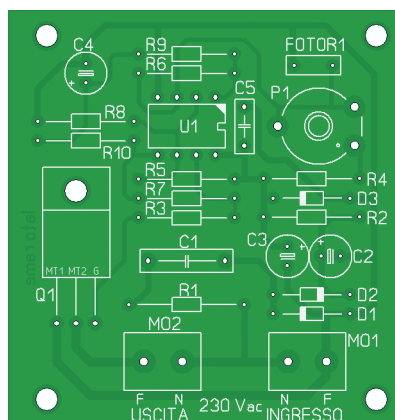



Figura 4 Piano di montaggio

Il secondo comparatore U1B viene utilizzato per creare un ritardo di circa 2 secondi nell'invio del comando allo stadio successivo, allo scopo di evitare lo spegnimento della lampada collegata, in caso di brevi lampi di luce dovuti a fulmini o a fari di auto passanti. Anche a questo comparatore viene applicata la tensione di riferimento fissa proveniente dal partitore R5-R8.
Per evitare "indecisioni" nella commutazione delle uscite, per entrambi i comparatori è previsto il funzionamento con **isteresi**, che si realizza semplicemente con una piccola dose di reazione positiva dovuta alle resistenze R6 ed R7.
Il secondo comparatore pilota attraverso R3 il gate del TRIAC, che fa accendere la lampada ad esso collegata per illuminare l'ambiente, quando manca la luce naturale. Quando sul gate è applicata una tensione positiva rispetto all'anodo 1, il TRIAC va in conduzione sia nelle semionde positive che in quelle negative della tensione di rete.

Il TRIAC proposto (T0605) è un tipo "sensitive gate" che, rispetto ad altri tipi, ha bisogno di una corrente di comando più ridotta. I normali TRIAC con un gate più "duro" potrebbero dare origine a sfarfallio della lampada oppure non rispondere al comando.

MONTAGGIO E USO

Il condensatore C1 ha dimensioni variabili da produttore a produttore. Se il condensatore a vostra disposizione è più grande di quello disegnato, per fargli posto basta mettere il TRIAC in verticale.
Tutto il circuito deve essere montato in un contenitore di plastica, che lo protegga dall'umidità e dal contatto diretto, con l'accortezza di creare una piccola finestra perché la fotoresistenza possa rilevare la luce esterna. Per evitare l'entra-

Elenco componenti

Sigla	Valore
R1	220 Ω 1 W
R2	100 Ω 1/2 W
R3	3,9 KΩ 1/4 W
R4	4,7 KΩ 1/4 W
R5, R8	47 KΩ 1/4 W
R6, R7	1 MΩ 1/4 W
R9, R10	100 KΩ 1/4 W
P1	Trimmer 10 KΩ
FOTOR1	Fotoresistenza
C1	330 nF 400 V poliestere
C2, C3	220 μF 25 V elettrolitico
C4	22 μF 25 V elettrolitico
C5	100 nF 50 V ceramico
U1	LM1458
Q1	Triac T0605 o T0805 o BTB04-400T
D1	Zener 15 V 1 W
D2	1N4004 o 1N4007
D3	Zener 12 V 1 W
MO1, MO2	Morsettiere per c.s. passo 5 mm

ta dell'umidità, la finestra dovrà essere coperta da un pezzo di plastica o di nastro trasparente.
Nell'uso occorre stare attenti a tenere la lampada da accendere distante dall'apparecchio: infatti se la fotoresistenza fosse colpita dalla luce della lampada, manderebbe al TRIAC un comando di spegnimento; successivamente notando il buio invierebbe un comando di riaccensione ed il ciclo si ripeterebbe all'infinito. Avremmo così un lampeggiatore e non un interruttore crepuscolare!
Per regolare il livello di luce a cui il crepuscolare deve commutare, si interviene variando la posizione del trimmer P1, tenendo sempre presente la raccomandazione di non toccare col cacciavite le parti in tensione. Il circuito è stato provato sia con lampade ad incandescenza che con lampade fluorescenti "a risparmio" con reattore elettronico, con esito positivo in entrambi i casi.

PER I RAFFINATI

Qualcuno osserverà, guardando l'alimentatore, che il condensatore C1 produce un assorbimento di potenza reattiva di tipo capacitivo. Nel nostro caso, potrebbe questo creare problemi alla rete? La risposta è no, in primo luogo per l'esiguità della corrente (meno di 10 mA), in secondo luogo perché essa viene compensata dal diffuso assorbimento di potenza reattiva di tipo induttivo dovuto ad altri carichi.
E poi ricordiamo ai patiti del risparmio che l'assorbimento di potenza reattiva non fa girare il contatore.

Qualche cenno sul TRIAC

Il TRIAC è un componente di potenza studiato essenzialmente per usi in corrente alternata, in cui i due terminali principali funzionano alternativamente da anodo e da catodo, ma vengono comunemente chiamati "anodo 1" (A1) e "anodo 2" (A2). Il terzo terminale, con funzione di comando, è denominato "gate" (G) e si chiude internamente verso l'anodo 1.
La conduzione tra A1 ed A2 viene innescata da impulsi di corrente, indifferentemente positivi o negativi, inviati al gate. Una volta innescata, la conduzione tra A1 ed A2 permane fino a che non si annulla la tensione applicata ad essi.
Con alimentazione in alternata a frequenza di 50 Hz, la tensione passa per lo zero 100 volte al secondo e, dopo ogni passaggio per lo zero, occorre sempre un impulso sul gate per far ricominciare la conduzione. Nel nostro circuito, per semplificazione, la corrente di "eccitazione" al gate non viene inviata ad impulsi ma con continuità.

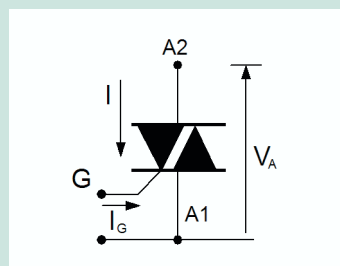



Figura 5 *Simbolo grafico del TRIAC*

Perchè il TRIAC non si riscalda?

Il TRIAC è un componente che non ha bisogno di dissipatore se non per correnti molto alte. Questa è una caratteristica che il componente ha in comune con l'SCR, che in un certo senso può essere definito suo "fratello maggiore".
Sia il TRIAC che l'SCR, ricevendo sul piedino di comando (il GATE) un impulso di corrente, anche di breve durata, entrano in conduzione e vi restano fino a quando non si annulla la tensione di alimentazione. È come se fossero dotati di memoria. Il TRIAC presenta solo due modi di funzionamento: l'interdizione (OFF) e la saturazione (ON), non esistono stati intermedi. In questi due modi "estremi" di funzionamento, la dissipazione è nulla o trascurabile. Questo avviene perché la potenza dissipata è uguale al prodotto tra la tensione e la corrente e, per il TRIAC, nel caso dell'interdizione è nulla la corrente, nel caso della saturazione è "quasi" nulla la tensione tra i suoi anodi.

Vitamina C: Implementazione

Nella scorsa puntata abbiamo dato uno sguardo alla teoria relativa alle strutture dati dinamiche, in questa considereremo invece gli aspetti legati alla loro implementazione in C. In particolare verrà presentato il codice relativo alla gestione di una delle strutture dinamiche più comuni: le liste.

Dalla teoria alla pratica

Come abbiamo visto nella scorsa puntata le strutture dinamiche permettono di memorizzare e manipolare dati la cui dimensione non è conoscibile a priori o può variare durante l'esecuzione del programma. Esse inoltre permettono in molti casi di organizzare efficientemente i dati e di renderli quindi più facilmente consultabili ed aggiornabili.
Per potere sperimentare in prima persona queste caratteristiche di seguito verrà descritto il codice che implementa una delle strutture dinamiche più utili in pratica, le liste. Prima però è il caso di soffermarci meglio su alcuni aspetti fino ad ora non considerati.
Purtroppo, come è facile immaginare, la grande flessibilità offerta dalle strutture dinamiche ha un costo aggiuntivo che va attentamente valutato in fase di progettazione. Il "costo" di cui si parla si manifesta principalmente sotto due forme: quantità di risorse di memoria richieste per implementare la struttura, e tempo di sviluppo.
La quantità si memoria richiesta per l'implementazione di una struttura dinamica è sempre maggiore di quella richiesta da una struttura statica, a parità di dati memorizzati. Questo è dovuto al fatto che in una struttura dinamica è necessario memorizzare per ogni dato, uno o più puntatori. L'impatto dei puntatori sulla quantità di memoria totale richiesta può variare a seconda del sistema utilizzato e dalla dimensione dei dati, e in alcuni casi può essere tutt'altro che trascurabile!
Se consideriamo ad esempio un sistema piuttosto "grosso", ad esempio basato su un microprocessore a 32 bit, è verosimile che ciascun puntatore richieda proprio 32 bit per essere memorizzato. Se si utilizza per ciascun elemento della struttura soltanto un dato ad 8 bit, si ha che in totale 4/5 (cioè l'80%) della quantità di memoria richiesta sono occupati proprio dai puntatori!
Perfino su piccoli sistemi ad 8 bit può essere comune avere puntatori a 16 bit, per cui utilizzando dati ad 8 bit ben 2/3 (il 66%) della memoria utilizzata dalla struttura è occupata dai puntatori.
È chiaro che in queste condizioni l'utilizzo delle strutture dinamiche non risulta conveniente. Una prima soluzione in questi casi è quella di cercare di "raggruppare" i dati in modo da associarne una quantità maggiore a ciascun elemento della struttura, in questo modo il peso percentuale dei puntatori ed il loro numero risulta considerevolmente ridotto. Questa tecnica è simile a quella utilizzata in alcuni file system per riuscire ad indirizzare in maniera efficiente la grandissima quantità di dati che possono essere contenuti in un hard

di Antonio Di Stefano
a.distefano@farelettronica.com

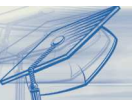
di strutture dati dinamiche

disk ad esempio. Anziché indirizzare i singoli byte, vengono indirizzati dei blocchi o dei "cluster" grandi decine di Kbyte. Nel caso dei file system questo può comportare un certo spreco di risorse (dovuto ai cluster non utilizzati per intero), nel caso delle strutture dinamiche invece questo può essere evitato accodando i dati con criteri più specifici.
È possibile anche limitare la quantità di memoria richiesta utilizzando alcune tecniche particolari per implementare determinate strutture dinamiche. Un esempio è quello che si può utilizzare nel caso di pile e code. E' possibile in questo caso allocare un array sufficientemente grande, e memorizzare delle variabili "indice" che tengano conto di quale elemento dell'array costituisce la testa o la coda. Ogni volta che un elemento viene aggiunto o prelevato dall'array il rispettivo indice viene incrementato (o decrementato). Nel caso delle code l'array deve essere utilizzato in maniera circolare, cioè gli indici possono tornare nella posizione iniziale se si trovano in quella finale e vengono incrementati (e viceversa). Occorre solo controllare se dopo un'operazione i due indici assumono lo stesso valore, questo significa che la coda è piena o vuota.
L'altro problema che si può avere quando si utilizzano strutture dinamiche è rappresentato dagli errori che si possono commettere nella gestione dei puntatori. Questi problemi possono ripercuotersi sul tempo di sviluppo richiesto dall'applicazione.
Alcuni dei problemi più frequenti sono: la scrittura involontaria di aree di memoria utilizzate per altri scopi (causata da un'assegnazione errata di un puntatore), la produzione di "*garbage*", cioè di elementi di cui si è perso il puntatore e che però non sono stati deallocati, e l'utilizzo di "*dangling references*", cioè di puntatori che fanno capo a aree di memoria già deallocate (e quindi contenenti dati sconosciuti). Purtroppo l'unico modo di evitare questi problemi è prestare molta attenzione nella scrittura del codice, e valutare attentamente tutti i messaggi di *warning* forniti dal compilatore.

IMPLEMENTAZIONE DELLE LISTE

Come già detto le liste sono sicuramente tra le strutture dinamiche più comuni ed utili, e possono essere pensate come una versione semplificata o un punto di partenza per l'implementazione di tutte le altre strutture. Per questo motivo di seguito verrà mostrato un esempio di codice relativo all'implementazione delle più comuni funzioni di gestione delle liste. Le funzioni riportate hanno caratteristiche generali, e possono essere riutilizzare in qualsiasi tipo di applicazione.
A scopo esemplificativo comunque immagineremo che esse debbano essere impiegate in un programma che implementa una classica rubrica telefonica. Un'applicazione di questo tipo è particolarmente adatta al nostro scopo perché oltre a risultare abbastanza intuitiva, richiede l'utilizzo di tutte le più comuni funzioni di gestione delle liste.

La testa della lista

Il modo più generico ed elegante per gestire una lista è quello di dichiarare un puntatore ad un elemento, ed usarlo come variabile di riferimento per puntare alla testa della lista. Nel codice che segue è stata fatta a tal proposito una piccola semplificazione allo scopo di rendere le funzioni meno complesse ed evitare l'uso di puntatori doppi (che risulterebbero

meno intuitivi in questa fase). Si utilizza come testa della lista un elemento dichiarato appositamente, che non verrà utilizzato per memorizzare i dati, ma solo per puntare al primo elemento utile.
Il tipo utilizzato per gli elementi della lista è il seguente:

```
typedef struct rec {
  TipoDati dato;
  struct rec *prox;
} record;
```

Considerando l'applicazione che vogliamo realizzare (la rubrica telefonica) il tipo di dati da utilizzare deve contenere un nome ed un numero di telefono, entrambi sotto forma di stringhe. Ad esempio:

```
typedef struct {
  char Nome[32];
  char Tel[16];
} TipoDati;
```

La lista farà capo alla seguente variabile che verrà dichiarata ed inizializzata nel main come segue:

```
record lista;

lista.prox=NULL;
```

Aggiungere elementi

Gli elementi possono essere aggiunti alla lista in modi diversi. Il metodo più semplice è aggiungerli in testa. La seguente funzione implementa proprio questa modalità:

```
int aggiungi_in_testa(record *lista,
TipoDati d)
{
  record *nuovo;

  nuovo=(record *) malloc(sizeof(record));
  if (nuovo!=NULL) {
    nuovo->dato = d;
    nuovo->prox = lista->prox;
    lista->prox = nuovo;
    return 1;
  }
  return 0;
}
```

La funzione riceve l'indirizzo della variabile utilizzata come testa della lista (quindi occorre passarla premettendo al suo nome &, come nella funzione *scanf*), e una variabile appositamente inizializzata contenente i dati che si vogliono aggiungere.
Dapprima viene creato un nuovo elemento utilizzando la funzione **malloc**, in caso di successo (quindi se il risultato è diverso da NULL) il dato d viene copiato nella nuova variabile. Infine i puntatori vengono impostati in modo che la testa della lista punti al nuovo elemento e il nuovo elemento a quello che precedentemente era il primo.
La funzione restituisce 1 se l'allocazione è andata a buon fine, oppure 0 in caso contrario.

L'altra modalità usata frequentemente per aggiungere un elemento ad una lista è quello di aggiungerlo in coda. La seguente funzione implementa questa modalità:

```
int aggiungi_in_coda(record *lista,
TipoDati d)
{
  record *nuovo, *punt;

  nuovo=(record *) malloc(sizeof(record));
  if (nuovo!=NULL) {

    punt=lista;
    while(punt->prox!=NULL)
    punt=punt->prox;

    nuovo->dato = d;
    nuovo->prox = NULL;
    punt->prox = nuovo;
    return 1;
  }
  return 0;
}
```

La funzione è simile alla precedente: prima alloca un nuovo elemento, poi lo compila, ed infine imposta i puntatori in modo che l'ultimo elemento della lista punti al nuovo, e questo punto al NULL. Notare il ciclo **while** utilizzato per scorrere la lista fino all'ultimo elemento.

L'aggiunta di un elemento in una posizione arbitraria della lista si può realizzare invece con la seguente funzione:

```
int aggiungi_in_posiz(record *lista, int n,
TipoDati d)
{
  record *nuovo, *punt;
  int i;

  nuovo=(record *) malloc(sizeof(record));
  if (nuovo!=NULL) {

    punt=lista;
    for(i=0; i<n; i++) {
      if (punt->prox!=NULL)
        punt=punt->prox;
    }

    nuovo->dato = d;
    nuovo->prox = punt->prox;
    punt->prox = nuovo;
    return 1;
  }
  return 0;
}
```

La funzione accetta anche in questo caso l'indirizzo della testa della lista, il dato da aggiungere, e la posizione in cui aggiungerlo. La posizione 0 corrisponde ad un inserimento in testa, mentre una posizione uguale o maggiore al numero di elementi presenti nella lista si traduce in un inserimento in coda.
Per spostarsi nella posizione voluta in questo caso si è utilizzato un ciclo **for**, al cui interno viene eseguito un controllo per verificare che non si sia già raggiunto l'elemento di coda. I puntatori vengono gestiti come spiegato nello scorso articolo: l'elemento n-esimo viene fatto puntare al nuovo, quest'ultimo invece a quello che puntava il precedente.
Va notato che tutte e tre le funzioni viste funzionano correttamente anche in caso di lista vuota o lista con un solo elemento.
Grazie alla semplificazione adottata all'inizio infatti non è stato necessario distinguere e trattare in maniera differenziata questi (ed altri) casi.
In definitiva quindi quello che poteva sembrare uno spreco di memoria (dovuto al fatto di non utilizzare un elemento), è ricompensato da una minore dimensione del codice (in termini di byte oltre che di linee…), e da una maggiore semplicità.

Cancellare elementi

L'operazione di cancellazione di elementi dalla lista può essere eseguita secondo le stesse modalità viste per l'aggiunta di elementi, ed anche il codice risulta abbastanza simile.
La funzione utilizzata per cancellare l'elemento di testa è la seguente:

```
void cancella_testa(record *lista)
{
  record *temp;

  temp=lista->prox;
  if (temp!=NULL) {
    lista->prox=temp->prox;
    free(temp);
  }
}
```

Il codice è molto semplice: la testa della lista viene fatta puntare al secondo elemento, ed il primo è distrutto utilizzando la funzione **free**.
Con piccole variazioni si può ottenere la funzione per cancellare la coda della lista:

```
void cancella_coda(record *lista)
{
  record *punt, *prec;

  punt=lista;
  while(punt->prox!=NULL) {
```

```
    prec=punt;
    punt=punt->prox;
  }

  free(prec->prox);
  prec->prox = NULL;
}
```

La differenza principale in questo caso è rappresentata dall'uso di un secondo puntatore (*prec*), che viene utilizzato per tenere traccia del penultimo elemento.
Questo è necessario perché cancellato l'ultimo, deve essere impostato a NULL proprio il puntatore (campo *prox*) del penultimo. Anche la procedura di cancellazione dell'elemento n-esimo risulta abbastanza simile a quella vista per l'aggiunta di un elemento nel posto n-esimo:

```
void cancella_posiz(record *lista, int n)
{
  record *punt, *prec;
  int i;

  prec=lista;
  punt=lista->prox;
  for(i=0; i<n; i++) {
    if (punt!=NULL) {
      prec=punt;
      punt=punt->prox;
    }
  }

  if (punt!=NULL) {
    prec->prox=punt->prox;
    free(punt);
  }
}
```

Anche in questo caso viene utilizzato un ciclo **for** per spostarsi fino all'elemento desiderato, e viene utilizzato un puntatore ausiliario per indirizzare l'elemento precedente a quello che si vuole cancellare. L'elemento viene effettivamente cancellato solo se la lista non è già vuota (condizione verificata dall'ultimo **if**).

Leggere gli elementi

Le modalità più comuni per reperire i dati di una lista consistono nel leggere l'elemento di testa, nel leggere quello di coda, quello che si trova in una determinata posizione, o eseguire una ricerca. In generale per leggere un elemento è sufficiente scorrere la lista fino alla sua pozione e recuperare il dato in esso contenuto. Per la letture dell'elemento di testa questa operazione è particolarmente semplice, dal momento che non occorre neanche scorrere la lista:

```
TipoDati leggi_testa(record *lista)
{
  return (lista->prox)->dato;
}
```

Come si può vedere la funzione accetta in ingresso il puntatore alla testa della lista è restituisce il dato ad esso associato. Per la lettura dell'elemento di coda si procede nello stesso modo, ma occorre prima spostarsi nella posizione relativa all'ultimo elemento della lista con il solito ciclo **while**:

```
TipoDati leggi_coda(record *lista)
{
  record *punt;

  punt=lista;
  while(punt->prox!=NULL)
    punt=punt->prox;

  return punt->dato;
}
```

Utilizzando un ciclo **for** anziché il **while** ci si può spostare in una determinata posizione, e quindi restituire l'elemento corrispondente. Il ciclo utilizzato nella funzione seguente è identico a quello visto in precedenza:

```
TipoDati leggi_posiz(record *lista, int n)
{
  record *punt;
  int i;
```

```
  punt=lista->prox;
  for(i=0; i<n; i++) {
    if (punt->prox!=NULL)
      punt=punt->prox;
  }

  return punt->dato;
}
```

Una funzione un po' più evoluta è quella che esegue una ricerca di un certo dato all'interno della lista. Questo tipo di funzione in genere deve essere personalizzata in base al tipo di dati che si utilizzano ed i criteri di ricerca che si vogliono adottare.
Se vogliamo implementare un programma che gestisca una rubrica telefonica, probabilmente vorremo immettere un nome (o parte di esso) ed ottenere il numero telefonico corrispondente. In questo caso la funzione di ricerca deve prendere come parametro in ingresso oltre al puntatore alla testa della lista, anche un puntatore ad una stringa, e restituire il dato corrispondente, o come in questo caso la posizione della lista corrispondente al dato trovato.
Si è scelto di fare restituire la posizione dell'elemento, piuttosto che direttamente il dato associato ad esso, perché in questo modo è più semplice implementare la funzione di "continua ricerca".
Per questo motivo la funzione prende in ingresso anche la posizione da cui iniziare la ricerca. Il codice che implementa la funzione è il seguente:

```
int cerca(record *lista, int n, char
*stringa)
{
  record *punt;
  int i=0;

  punt=lista->prox;
  while(punt!=NULL) {
    if ((strstr((punt->dato).Nome, strin-
ga)!=NULL)&&(i>=n))
      return i;
      punt=punt->prox;
      i++;
  }

  return -1;
}
```

La funzione non fa altro che scorrere la lista fino alla fine, utilizzando un ciclo **while**, l'unica differenza rispetto ai casi precedenti è che se viene trovato una stringa nel campo Nome dei dati, che contiene la stringa passata in ingresso, la funzione termina restituendo proprio la posizione in cui si è fermata. Se il ciclo raggiunge la coda della lista, la funzione restituirà il valore –1, che indica che non è stato trovato nessun elemento contenente la stringa voluta.
La riga di codice che implementa il confronto tra stringhe (dopo l'istruzione **if**) merita un'ulteriore commento. La condizione è verificata se il campo Nome associato all'elemento puntato contiene la stringa voluta, e (&&) se la sua posizione è maggiore o uguale a quella specificata.
La funzione **strstr** è definita nella libreria **string**.h e il suo compito è quello di ricercare le occorrenze di una determinata sottostringa all'interno di una stringa. Se non viene trovata nessuna occorrenza la funzione restituisce NULL.
Come per le altre funzioni la posizione all'interno della lista è numerata a partire da 0 al numero di elementi meno uno.

CONCLUSIONI

Il programma completo che utilizza tutte le funzioni presentate, ed implementa una semplice rubrica telefonica è scaricabile dal sito di Fare Elettronica (www.farelettronica.com).
E' possibile utilizzare il codice per sperimentare l'effetto di eventuali modifiche e come base di partenza per l'implementazione di strutture ed applicazioni più complesse.
Concludo anticipando che anche il prossimo articolo avrà anch'esso un impostazione abbastanza pratica, e tratterà di alcuni algoritmi comunemente utilizzati, per i quali verrà fornito il codice e dei suggerimenti per utilizzarlo.

Prima parte
Introduzione agli algoritmi generici

Seconda parte
Introduzione alle Reti Neurali

Terza parte
Implementazione delle Reti Neurali

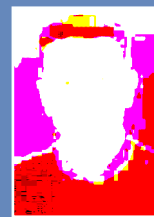
Intelligenza artificiale

Con la sempre maggiore diffusione dei microcontrollori, capita sempre più spesso di dovere affrontare via software problemi anche molto complessi.
Lo scopo di questa serie di articoli è quella di illustrare alcune tecniche ed algoritmi avanzati utilizzati nel campo dell'Intelligenza Artificiale, della Robotica e dei controlli, che possono risultare particolarmente utili in queste come in altre applicazioni più comuni.
In questo articolo faremo la conoscenza degli Algoritmi Genetici, un potente mezzo per dotare le vostre creature della capacità di risolvere automaticamente problemi complessi, pianificare le proprie azioni, ottimizzare le risorse, e tanto altro.

DI COSA STIAMO PARLANDO?

Immaginate un robot che debba decidere autonomamente quale sia la migliore sequenza di azioni da compiere per svolgere un particolare compito assegnatogli, scegliendo tra azioni molto vantaggiose, che però richiedono un elevato consumo di energia (incidendo così sull'autonomia), ed azioni meno vantaggiose che consentono però bassi consumi. Ovviamente la scelta deve tenere conto sia del particolare compito sia dall'attuale livello di carica delle batterie…
Oppure immaginate un sistema per la gestione intelligente del traffico urbano che, tenendo conto della quantità di veicoli sulle varie strade di un quartiere, riesca a gestire i semafori in modo da rendere il traffico il più fluido possibile.
Qual è il modo migliore per affrontare problemi complessi come questi? Risolverli utilizzando i metodi classici (basati su modelli matematici ben definiti, o su algoritmi deterministici ed esaustivi) può essere oltremodo difficile, se non a volte del tutto impossibile! L'approccio migliore consiste spesso nell'impiegare alcune tecniche per così dire "non convenzionali". La particolarità di queste tecniche (dette euristiche) è che non garantiscono dei buoni risultati, anzi potrebbero addirittura non trovarne affatto delle soluzioni (!), però in genere si rivelano molto più efficienti e semplici da implementare delle tecniche classiche. Molte di queste tecniche sono state ispirate dall'osservazione della natura e dai suoi meccanismi. In molti fenomeni naturali infatti si più osservare una tendenza ad evolvere e ad auto-organizzarsi per adattarsi a situazioni avverse. Pensate per esempio all'organizzazione delle colonie di formiche, o alle tecniche di gruppo usate dagli stormi di uccelli per trovare il cibo. Perfino l'evoluzione naturale (nel senso Darwiniano del temine) costituisce, su più grande scala, un esempio di adattamento alle condizioni ambientali, ottenuto attraverso il meccanismo della selezione naturale. Gli Algoritmi Genetici (AG) si ispirano proprio ad

Introduzione agli algoritmi genetici

di Antonio Di Stefano
a.distefano@farelettronica.com

essa, e costituiscono un buon esempio di questo tipo di tecniche. L'idea di base è semplice quanto affascinante: le soluzioni per un determinato problema vengono create facendo evolvere, secondo i meccanismi dell'evoluzione naturale, alcune soluzioni scelte a caso. L'algoritmo riesce così a trovare velocemente delle soluzioni, che all'occorrenza possono anche adattarsi dinamicamente ai cambiamenti imposti dall'esterno. Grazie a queste caratteristiche gli Algoritmi Genetici hanno trovato nel tempo moltissime applicazioni, dai semplici problemi di ottimizzazione, ad alcune forme di Intelligenza Artificiale.
L'altro aspetto che rende gli Algoritmi Genetici così interessanti, dal nostro punto di vista, è che il loro funzionamento relativamente semplice ne consente l'implementazione perfino su piccoli microcontrollori, rendendo così possibili molte applicazioni avanzate (per esempio nel campo della robotica).

COME FUNZIONANO GLI AG

Il primo passo da compiere per implementare un Algoritmo Genetico è quello di schematizzare il problema con cui abbiamo a che fare, trovando una rappresentazione per le possibili soluzioni che utilizzi una stringa di simboli, detta **genoma** (se questa frase vi ha lasciato un po' perplessi non preoccupatevi, sarà tutto più chiaro leggendo gli esempi riportati più avanti). L'insieme dei simboli utilizzati per codificare il genoma può variare dal semplice codice binario a codici numerici o alfanumerici, in relazione alle caratteristiche del problema da affrontare.
Si considera quindi un certo numero di stringhe, che formeranno la **popolazione** iniziale. Ogni individuo (cioè ogni stringa) rappresenta una possibile soluzione del problema. Per ottenere delle buone soluzioni la popolazione viene fatta evolvere, seguendo fedelmente i meccanismi dell'evoluzione naturale.

Un tipico Algoritmo Genetico procede nel seguente modo (consiglio di seguire la spiegazione guardando la figura 1): viene generata una popolazione iniziale in modo casuale, o in base ad informazioni note (figura 1a). Ad ogni passo evolutivo, detto **generazione**, il genoma di tutti gli individui viene decodificato e valutato secondo una particolare funzione dipendente dal problema in esame. Questa funzione, detta **funzione di fitness**, attribuisce a ciascuno di essi un valore (il

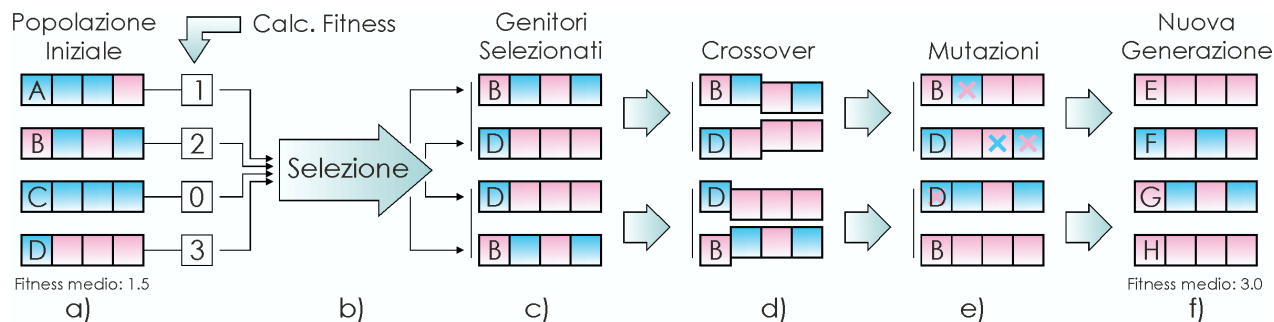



Figura 1 *Passi di un Algoritmo Genetico*

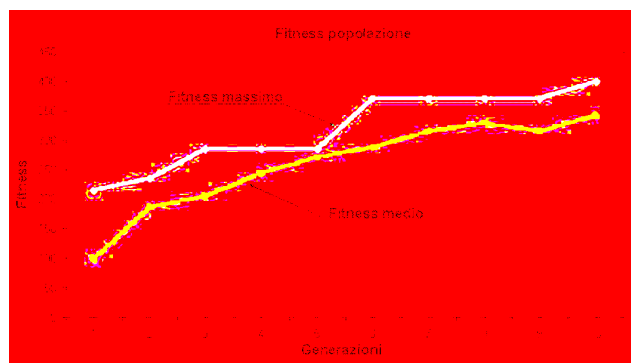
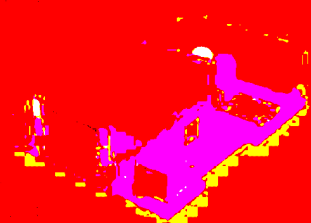
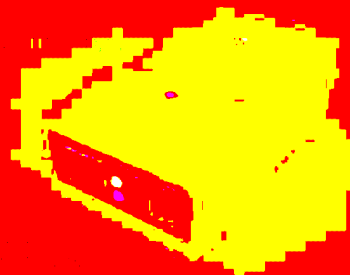
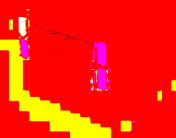
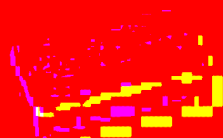
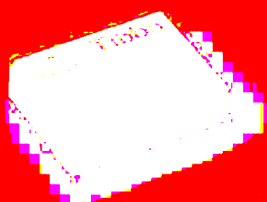
fitness appunto), che dà una misura di quanto l'individuo sia una buona soluzione del problema. Chiaramente la funzione di fitness ha un compito molto importante, e la sua scelta va pertanto fatta con molta cura: non esistono delle funzioni standard, ognuna va creata su misura per il particolare problema in esame. Più essa descrive bene sia il problema stesso sia le caratteristiche volute per soluzioni, più i risultati saranno buoni.
La fase successiva dell'algoritmo consiste nella **selezione** degli individui che dovranno formare la nuova generazione (figura 1b). La selezione di un individuo dipende dal suo valore di fitness (cioè da quanto l'individuo è "buono" a risolvere il problema): un valore più alto di fitness corrisponde ad una maggiore possibilità di essere scelto come **genitore.** Uno dei criteri più utilizzati è quello proposto da Holland (uno dei padri degli Algoritmi Genetici), che attribuisce una probabilità di essere scelti direttamene proporzionale al fitness. Grazie al meccanismo della selezione, solo gli individui migliori hanno la possibilità di riprodursi e quindi di trasmettere il loro genoma alle generazioni successive (figura 1c).
Per la creazione di nuovi individui ad ogni generazione si utilizzano due operazioni tipiche dall'evoluzione naturale: il **crossover** e la **mutazione.** Una volta individuata una coppia di genitori tramite la selezione, i loro geni possono andare incontro a ciascuna delle due operazioni con probabilità Pcross (crossover rate, probabilità di crossover per coppia di individui) e Pmut (mutation rate, probabilità di mutazione per gene).
Se i due genitori vanno incontro al crossover, il loro genoma viene scambiato da un certo punto

Figura 2 *Valori del fitness al variare del numero di generazioni*

in poi (scelto casualmente), altrimenti rimangono inalterati (figura 1d).
A questo punto, ogni simbolo del loro genoma può andare incontro a mutazione. Se un simbolo muta, esso viene semplicemente cambiato in un altro scelto a caso (figura 1e).
I due individui che si ottengono così rappresentano i **discendenti** dei due genitori, e prenderanno il loro posto nella prossima generazione (figura 1f). Se due genitori non vanno incontro ne a crossover ne a mutazione, i discendenti saranno identici a loro. Il processo si ripete fino ad ottenere un numero di discendenti uguale a quello dei genitori. Gli individui della nuova generazione andranno incontro alle stesse vicissitudini della precedente.
Quello che si verifica normalmente è che le nuove generazioni hanno un valore di fitness medio maggiore delle precedenti, e quindi costituiscono delle soluzioni via via migliori al problema (figura 2). Il processo può essere arrestato quando il valore del fitness medio ha raggiunto una soglia prefissata o semplicemente dopo un certo numero di generazioni.

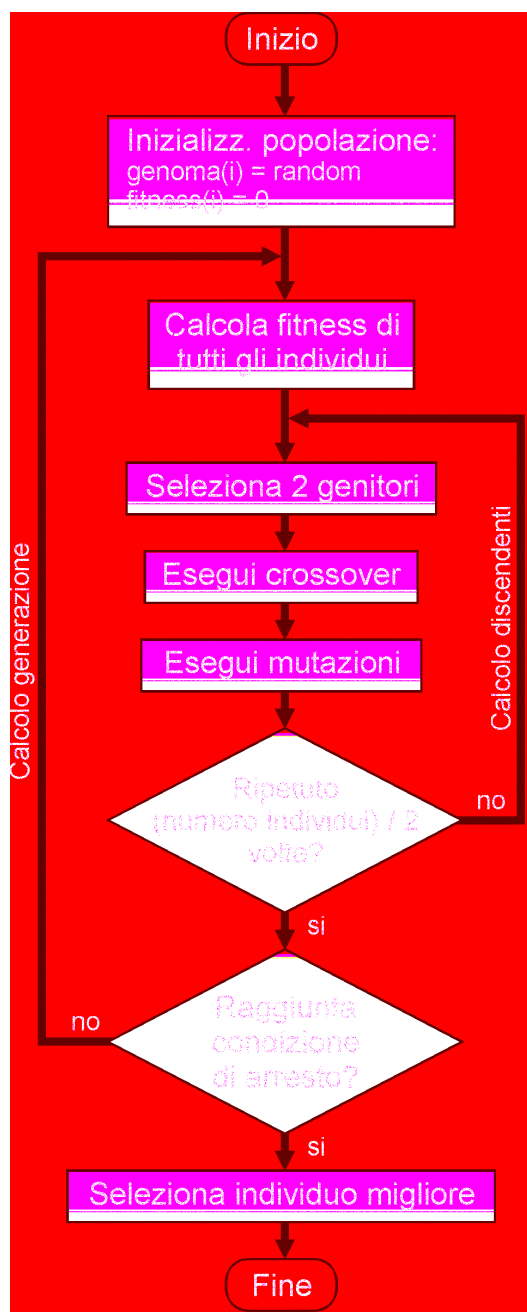
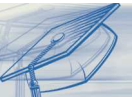
La struttura di base dell'algoritmo è essenzialmente quella mostrata in figura 3.
Come avrete sicuramente notato una grossa parte di tutto il processo è regolata dal caso, per questo motivo non si ha nessuna garanzia sul raggiungimento o sulla bontà delle soluzioni trovate, ne tanto meno si possono fare delle previsioni sull'evoluzione dell'algoritmo. Tuttavia, come vedremo in seguito, è il meccanismo stesso dell'algoritmo che permette di ottenere dei buoni risultati.

PICCOLO ESEMPIO CHIARIFICATORE

Per chiarire meglio l'intera procedura, consideriamo un esempio classico: il **problema del commesso viaggiatore** (*"Traveling Salesman Problem"*). L'omino in questione deve visitare diverse città e si chiede in che ordine visitarle per percorrere meno strada possibile. L'unico modo per risolvere questo problema in maniera esatta è quello di provare tutte le combinazioni possibili e quindi scegliere la migliore. Se si considerano N città le possibilità sono (N-1)! (per 12 città ci sono

Network-enable

V.le Kennedy, 96 - 20027 Rescaldina (MI)
Tel. 0331/576139 - Fax. 0331/466686

quasi 40 milioni di combinazioni!).
Limitiamoci al caso di 6 città: Torino, Milano, Firenze, Roma, Napoli e Palermo (ci sono "soltanto" 120 combinazioni, e chiaramente una delle sequenze migliori è proprio quella riportata…).
La rappresentazione più intuitiva per la soluzione del problema (il "gemona") consiste in una stringa che contiene le iniziali delle città nell'ordine in cui verranno visitate (ad esempio "TMFRNP").

Figura 3 *Diagramma di flusso di un Algoritmo Genetico*

Possiamo scegliere come funzione di fitness la distanza totale associata ad ogni stringa: $F = D_{12} + D_{23} + D_{34} + D_{45} + D_{56}$. È buona pratica di solito utilizzare funzioni normalizzate e che associno a soluzioni migliori valori più alti. Tuttavia in questo caso per rendere il tutto più intuitivo ne faremo a meno. La funzione andrà quindi minimizzata (visto che rappresenta la distanza totale da percorrere): gli individui che avranno maggiore possibilità di essere selezionati saranno quelli con valore di F più bassi.
Come scegliamo le dimensioni della popolazione, il crossover ed il mutation rate? Bella domanda, alla quale purtroppo non c'è una risposta! Non esistono infatti delle teorie generali sulla scelta ottima di questi parametri, anche perché essi dipendono troppo dalla natura del problema affrontato. Diciamo che per ogni classe di problema c'è una configurazione ideale, ma essa va trovata facendo un po' di esperimenti. In generale la dimensione della popolazione segue quella dello spazio di ricerca: più questo è grande più dovrebbe essere grande la popolazione (con le dovute proporzioni!). Popolazioni e spazi di ricerca più grandi necessitano di un maggior numero di iterazioni per ottenere buoni risultati. Nel nostro caso lo spazio di ricerca è piccolissimo (120), per cui basta una popolazione irrisoria, diciamo di 4/6 individui.
Normalmente si considerano popolazioni grandi decine o al massimo qualche centinaio di individui.
Il crossover rate (che esprimendo una probabilità è un numero compreso tra 0 ed 1), solitamente ha un valore prossimo all'unità (0.75 o giù di lì). Bassi valori rallentano la convergenza, valori più alti possono provocare delle oscillazioni attorno alle soluzioni migliori.
Il mutation rate (anch'esso una probabilità) ha comunemente valori più bassi, molto variabili, ma indicativamente attorno a 0.01. Valori più bassi impediscono potenzialmente di trovare le migliori soluzioni assolute, valori più alti invece danno un comportamento "schizofrenico" alla popolazione, che non riesce più a soffermarsi sulle soluzioni migliori.
Per migliorare le prestazioni dell'algoritmo si usano

alcuni accorgimenti. Per esempio si tiene traccia del migliore individuo di ogni generazione (o di tutte le generazioni), e si fa in modo che esso sia sempre presente ad ogni iterazione. Oppure si escludono, già al momento della generazione, gli individui, che palesemente non soddisfano il problema.

UNO SGUARDO AL CODICE DI UN AG

Al fine di mostrare il codice che implementa un AG, prendiamo in esame un altro esempio classico: il **problema dello zaino** (*"Knapsack Problem"*). Immaginiamo di dovere preparare uno zaino per una gita fuori porta, a tal fine dobbiamo decidere quali oggetti mettere dentro. Ogni oggetto è caratterizzato da una sua utilità e da un suo peso, il problema consiste nello scegliere l'insieme di oggetti che massimizzi l'utilità e che abbia un peso complessivo minore del peso massimo consentito. Supponiamo di avere a disposizione gli 8 oggetti elencati nella tabella seguente, ciascuno con il proprio peso (espresso in grammi) e la propria utilità (espressa in unità arbitrarie), ed un peso massimo consentito per lo zaino di 2500g.

Come rappresentare le soluzioni? La codifica più semplice potrebbe essere quella di utilizzare una stringa binaria composta da tanti bit quanti sono gli oggetti, in cui ciascun bit vale 1 se l'oggetto corrispondente è stato scelto o 0 nel caso contrario (ad esempio la stringa "10100000" indica la scelta della bottiglia d'acqua e del cellulare). La funzione di fitness invece è suggerita dal problema stesso: si può utilizzare una funzione che assuma il valore dell'utilità associato a ciascuna configurazione (nell'esempio di prima F=100+85) se il peso complessivo è minore del limite, o 0 nel caso contrario.

A questo punto, chiarite le idee (spero!), possiamo dare un'occhiata al codice riportato nel Listato 1. Esso implementa per intero l'AG per risolvere il problema dello zaino. Per facilitarne al massimo la comprensione il codice è stato scritto in "BASIC", e proprio in nome della semplicità sono state sacrificate molte delle regole di buona programmazione (!)…

Il programma inizia con la definizione dei tipi e delle variabili più importanti, con l'inizializzazione della tabella dei pesi e delle utilità, e prosegue secondo i passi descritti.

Considerando le caratteristiche del problema sono stati scelti (arbitrariamente) una popolazione di 10 individui, una probabilità di crossover di 0.75 e di mutazione di 0.05. Vengono calcolate soltanto 10 generazioni.

La selezione degli individui viene eseguita estraendo un numero a caso, scorrendo gli individui e scegliendo il primo che ha un valore di fitness superiore a questo numero. Questo meccanismo fa sì che gli individui con fitness più alto abbiano più possibilità di essere scelti (infatti più il fitness è alto, più sarà probabile che il numero casuale sia inferiore). Lo stesso principio viene usato per decidere se effettuare il crossover e le mutazioni (Rnd<Pcross e Rnd<Pmut). I nuovi individui ottenuti (discendenti) sono temporaneamente memorizzati in apposite variabili per evitare di sovrascrivere la vecchia popolazione, inoltre gli individui migliori in assoluto e nella generazione sono inseriti "forzatamente" nella nuova generazione. È da notare che la quantità di memoria richiesta dipende sostanzialmente dal numero di individui. Usando una codifica un po' più ottimizzata si sarebbero potuti usare circa 3 Byte per ogni individuo, quindi sarebbero bastati complessivamente meno di 100 Byte! In Figura 2 sono riportati i valori di fitness medi e massimi ottenuti utilizzando il codice considerato.

Deve essere tenuto presente che le ridottissime

#.	Oggetto	Utilità	Peso
1	Bottiglia d'acqua	100	2000
2	Torcia elettrica	30	100
3	Cellulare	85	80
4	Notebook	20	1400
5	Utensili vari	60	50
6	Cibo	100	200
7	Radio FM	15	250
8	Libri	25	50

dimensioni dello spazio di ricerca di questo esempio non permettono di apprezzare fino in fondo le potenzialità dell'algoritmo, infatti i calcoli eseguiti sono quasi pari a quelli richiesti dal calcolo di tutte le combinazioni possibili. Se gli oggetti fossero stati anche solo 24 la situazione sarebbe stata ben diversa (16,7 milioni di combinazioni!).

BREVE PARENTESI MATEMATICA

Può essere utile ora considerare gli AG da un punto di vista diverso, per comprendere meglio i motivi della loro efficacia. Come già detto l'obiettivo dell'algoritmo è quello di selezionare gli individui che massimizzano la funzione di fitness. Se la funzione ha la forma f(x,y,…z), l'algoritmo cerca i valori da attribuire alle variabili x,y,…z (che sono codificati nel genoma), in modo da massimizzare la funzione stessa. Supponiamo ad esempio di avere a che fare con un problema caratterizzato da due sole variabili, in questo caso la funzione di fitness f(x,y) può essere pensata come una superficie tridimensionale (figura 4), in cui ogni individuo rappresenta un punto, ed il suo valore di fitness corrisponde all'altitudine.
Gli individui inizialmente saranno sparsi a caso uniformemente su tutta la superficie, successivamente, ad ogni iterazione, verranno selezionati di volta in volta quelli che si trovano in punti più alti (in giallo o rosso nella figura). Questo meccanismo consente inizialmente di "esplorare" diverse zone della superficie, e successivamente di dirigere la ricerca verso i luoghi più promettenti.

ALGORITMI GENETICI ED INTELLIGENZA ARTIFICIALE

Normalmente gli Algoritmi Genetici sono visti ed utilizzati semplicemente come una tecnica di ottimizzazione. In realtà è possibile considerarli sotto un'altra luce, ben diversa e forse più affascinante: quella di poterli utilizzare per implementare delle forme di comportamento intelligente.
Una prima forma di intelligenza è quella legata alla capacità di risolvere autonomamente dei problemi (*problem solving*). Ad esempio quelli descritti all'inizio dell'articolo, che comportano la scelta delle migliori azioni da compiere in determinate situazioni o addirittura la pianificazione di una sequenza di azioni per raggiungere un obiettivo. Questi problemi sono spesso affrontati con altre metodologie (algoritmi di ricerca) che danno maggiori garanzie, ma che risultano parecchio esigenti in termini di tempo di esecuzione e risorse di memoria (tipico esempio: programmi che giocano a scacchi). In questi casi gli Algoritmi Genetici possono rappresentare una valida alternativa, infatti nonostante le minori garanzie offerte, essi richiedono risorse molto più esigue, al punto da potere essere implementati perfino su dei piccoli microcontrollori. Il genoma di questo tipo di problemi di solito rappresenta la sequenza di azioni da compiere (come nel caso del commesso viaggiatore), mentre la funzione di fitness, oltre a verificare che la sequenza conduce effettivamente all'obiettivo prefissato, tiene conto per ciascuna azione del suo "costo" (tramite un temine negativo) e del suo "vantaggio" (termine positivo). Gli spazi di ricerca per questo tipo di problemi sono estremamente vasti, per cui può essere necessaria una popolazione abbastanza grande ed il calcolo di diverse generazioni per giungere a buone soluzioni.
Un'altra forma di intelligenza è quella legata all'apprendimento. In questo caso la differenza principale consiste nel fatto che la funzione di fitness non è interna all'algoritmo, ma è rappresentata dall'ambiente stesso. La valutazione delle azioni avviene attraverso l'esperienza, nel senso che alcune azioni avranno successo, altre meno. Interagendo con l'ambiente, l'automa impara da solo quali sono le azioni migliori da

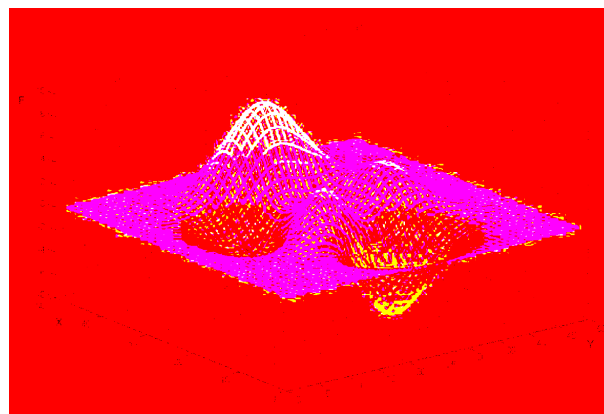
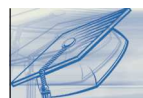
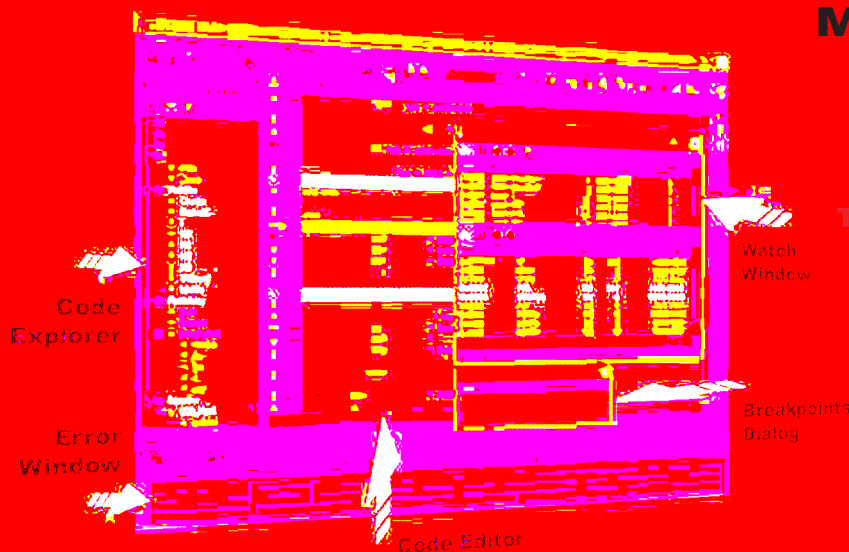



Figura 4 *Rappresentazione della funzione di fitness come superficie*

associare a certe situazioni. In questo caso il genoma codifica delle regole e delle proposizioni (tipo "se ho un ostacolo di fronte giro a destra", o "se vedo un oggetto giallo lo affer-ro", etc…), che vanno verificate nell'ottica dell'obiettivo da raggiungere, mettendole in pratica. Questo tipi di sistemi vengono chiamati "classificatori" (Classifier Systems), sono stati utilizzati spesso in simulazioni (nel campo dell'A-Life), ma sono facilmente implementabili anche in piccoli robot. Questa stessa forma di apprendimento può anche essere utilizzata per far imparare ad un controllore una funzione ignota che regola un certo processo. In questo caso i geni rappresenteranno ad esempio i coefficienti di un polinomio (o di una matrice), e la funzione di fitness è rappresentata dall'errore, cioè dalla differenza tra il valore assunto dal polinomio ed il valore assunto dalla grandezza osservata nel processo (in corrispondenza degli stessi ingressi). L'algoritmo imparerà così ad imitare (e perfino a prevedere!) il processo dopo averlo osservato per un po' di tempo.
Sempre nell'ottica dell'apprendimento merita un cenno anche il fatto che gli Algoritmi Genetici sono a volte utilizzati per "addestrare" le reti neurali (approfondiremo questo aspetto successivamente).

CONCLUSIONE

Prima di concludere vorrei fare qualche esempio di applicazione dei concetti visti fin qui. I due esempi trattati, sebbene apparentemente banali, schematizzano molto bene un gran numero di problemi che si incontrano nella realtà. Ad esempio un problema che può essere risolto con un'impostazione tipo "problema del commesso viaggiatore" è la scelta dei movimenti da

fare compiere ai vari segmenti di un braccio robotico per raggiungere un certo punto dello spazio (si veda l'articolo "Manuale Semiserio di Robotica – Seconda puntata" su FE n.222). Invece una impostazione tipo "problema dello zaino" potrebbe essere utilizzata per esempio in un ambito demotico per scegliere, in dipendenza delle condizioni ambientali, quali sorgenti di luce, o di calore, o elettrodomestici accendere per ottenere il migliore risultato (in termini di illuminazione, o temperatura, o numero di elettrodomestici accesi contemporaneamente), ottimizzando i consumi energetici, e non superando i fatidici 3,3KW di assorbimento! Acquistando familiarità con questo tipo di algoritmi non sarà difficile trovare anche altre utili applicazioni.

Si conclude qui questa panoramica sugli Algoritmi Genetici, che come suggerisce il titolo deve essere considerata più che altro come un'introduzione. Gli AG infatti costituiscono un argomento estremamente vasto, ed in gran parte ancora oggetto di ricerca.

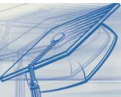
Nel prossimo articolo tratteremo un'altra interessante "creatura" nata delle ricerche sull'Intelligenza Artificiale: le reti neurali.

BIBLIOGRAFIA MINIMA

1. J. H. Holland, "Adaptation in Natural and Artificial Systems", University of Michigan Press
2. M. Mitchell, "Introduzione agli Algoritmi Genetici", Apogeo
3. Sito Internet: www.generation5.org
4. FAQ del News Group Usenet: comp.ai.genetic

Listato 1

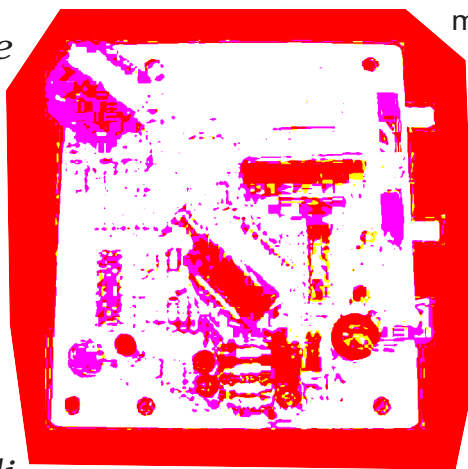
```
'*****************************************************************
'* Algoritmo Genetico: risoluzione del problema dello zaino      *
'* (c)2004 by Antonio Di Stefano                                 *
'*****************************************************************

Type Individuo                        'Definizione del tipo "individuo"
  Genoma(7) As Byte                   'Campo "genoma" (8 geni per cromosoma)
  Fitness As Single                   'Campo "Fitness"
End Type

Dim p(9) As Individuo                 'Popolazione di 9 individui
Dim pd(9) As Individuo                'Nuova popolazione (discendenti)
Dim MiglioreA As Individuo            'Individuo migliore in assoluto
Dim MiglioreG As Individuo            'Individuo migliore nella generaz.
Dim Peso(7) As Integer                'Tabella pesi degli oggetti
Dim Util(7) As Integer                'Tabella utilità degli oggetti
Dim PesoMax As Integer                'Massimo peso consentito

Dim Pcros As Single                   'Probabilità di crossover
Dim Pmut As Single                    'Probabilità di mutazione
Dim Np As Integer                     'Dimensione della popolazione

Np = 10                               'Popolazione di 10 individui
Pcros = 0.75                          'Prob. crossover del 75%
Pmut = 0.05                           'Prob mutazione del 5%

'Tabella pesi ed utilità degli oggetti
Peso(0) = 2000:     Util(0) = 100         'bottiglia d'acqua
Peso(1) = 100:      Util(1) = 30          'torcia
Peso(2) = 80:       Util(2) = 85          'cellulare
Peso(3) = 1400:     Util(3) = 20          'PC notebook
```

```
Peso(4) = 50:        Util(4) = 60          'utensili vari
Peso(5) = 200:       Util(5) = 100         'cibo
Peso(6) = 250:       Util(6) = 15          'radio FM
Peso(7) = 50:        Util(7) = 25          'libri

PesoMax = 2500       'Massimo peso consentito

'*** Inizializzazione popolazione ***
For i = 0 To Np - 1
  For j = 0 To 7
    'Iniz. genoma con valori 0 o 1 scelti a caso
    p(i).Genoma(j) = Int(Rnd + 0.5)
  Next
  'Inizializz. fitness a 0
  p(i).Fitness = 0
Next
MaxFit = 0           'Reset massimo fitness assoluto raggiunto

'*** Calcolo Generazioni ***
For g = 0 To 9       '(10 generazioni)

  '*** Valutazione fitness ***
  MaxFitGen = 0             'Reset massimo fitness raggiunto nella generazione
  For i = 0 To Np – 1       '(per ogni individuo)
    SUtil = 0                     'Reset variabile utilita'
    SPeso = 0                     'Reset variabile pesi
    For j = 0 To 7          '(per ogni gene)
      SUtil = SUtil + p(i).Genoma(j) * Util(j)
      SPeso = SPeso + p(i).Genoma(j) * Peso(j)
    Next

    'Superato il limite di peso?
    If SPeso < PesoMax Then
      Fit = Sutil           'No: assegna valore di utilita'
    Else
      Fit = 0                     'Si: assegna 0!
    End If

    p(i).Fitness = Fit

    If Fit > MaxFitGen Then
      MaxFitGen = Fit             'aggiornamento fitness massimo generazione
      MaxFitPeso = Speso          'peso associato
      MiglioreG = p(i)            'memorizz. individuo migliore (generaz.)
    End If

    If Fit > MaxFit Then
      MaxFit = Fit                'aggiornamento fitness massimo assoluto
      MiglioreA = p(i)            'memorizz. individuo migliore (assoluto)
    End If
  Next

  'Stampa generazione, miglior fitness (utilita'), peso associato
  Print g, MaxFitGen, MaxPeso

  '*** Selezione genitori ***
  For i = 0 To Np / 2 - 1

    '- genitore 1 -
    gen1 = Int(Np * Rnd)
    soglia = Int(MaxFitGen * Rnd)
```

```
    For t = 0 To Np - 1
      If p(gen1).Fitness > soglia Then GoTo esc1
      gen1 = gen1 + 1
      If gen1 >= Np Then gen1 = 0
    Next
esc1:

    '- genitore 2 -
    gen2 = Int(Np * Rnd)
    soglia = Int(MaxFitGen * Rnd)
    For t = 0 To Np - 1
      If p(gen2).Fitness > soglia Then GoTo esc2
      gen2 = gen2 + 1
      If gen2 >= Np Then gen2 = 0
    Next
esc2:

    '*** Crossover ***
    If Rnd < Pcros Then
      For t = 7 * Rnd To 7
        temp = p(gen1).Genoma(t)
        p(gen1).Genoma(t) = p(gen2).Genoma(t)
        p(gen2).Genoma(t) = temp
      Next
    End If

    '*** Mutazione ***
    For t = 0 To 7
      If Rnd < Pmut Then
        p(gen1).Genoma(t) = Int(Rnd + 0.5)
      End If
      If Rnd < Pmut Then
        p(gen2).Genoma(t) = Int(Rnd + 0.5)
      End If
    Next

    'Memorizza discendenti
    pd(2 * i) = p(gen1)
    pd(2 * i + 1) = p(gen2)

  Next

  'Inserimento individui migliori
  pd(0) = MiglioreA
  pd(1) = MiglioreG

  'Copia nuova generazione
  For t = 0 To Np - 1
    p(t) = pd(t)
  Next

Next

'*** Stampa risultato ***
Print "Migliore soluzione:"
Print "Fitness = "; MiglioreA.Fitness
Print "Genoma:"
For t = 0 To 7
  Print MiglioreA.Genoma(t)
Next
```

Laser disco scanner

Seguendo questo articolo sarete in grado di autocostruire un proiettore laser a diodo colore rosso di media potenza, completo di sistema di scansione a motori rotanti, ricreante figure tondeggianti cosiddette di lissajous. Questo circuito ha funzione temporizzata per il cambio delle figure in memoria o scansione delle stesse a tempo di musica. Non sono necessari collegamenti con la catena audio perché viene utilizzato un microfono.
L'apparecchio funziona con alimentatore da rete a bassa potenza o mediante batterie a 15V. Il consumo è irrisorio.
È dotato di ventolina per l'uso continuativo.

Le applicazioni laser sono state da sempre la mia passione, al punto, e parlo degli albori di questo tipo di sistema luci, di acquistare un tubo laser a gas, peraltro costosissimo e fragile, dagli Stati Uniti. Completo di alimentatore ad altissima tensione e stipato di componenti strani e incomprensibili, di potenza effettiva non superiore al milliwatt.
Poi venne la voglia di avere un laser colore verde, come quello dei complessi musicali più alla moda e, dopo peripezie notevoli, un amico mi trovò, sempre all'estero, un bel tubo ad argon da 100mW, effetto fantastico ma costoso!
Oltre ad aver pagato salato l'oggetto, il consumo continuo a tensione di rete del laser non superava di poco i tre kilowatt, insomma un effetto luce "impegnativo". Da quegli anni di acqua ne è passata sotto i ponti, i potenti diodi laser rossi verdi e gialli hanno soppiantato i fragilissimi e sofisticati tubi laser e, per fortuna, anche i costi sono crollati.
Per disporre di un onesto diodo laser, completo di alimentatore, ad emissione colore rosso brillante 640nm da 5mW, non si spende più di 30 Euro, circa il quadruplo per gli altri colori e per potenze maggiori. Il consumo per l'accensione del diodo, visto l'altissimo rendimento, al contrario dei sistemi a tubo, è minimo, quindi anche con pile o alimentatore da rete a spina potremo accendere il tutto.
Non sono altrettanto cambiati i sistemi di scansione per effettuare figure e disegni rotanti, si tratta sempre di piccole unità motorizzate a tensione continua controllata manualmente o da circuito apposito che avendo sull'albero motore, in particolare al posto

di Andrea Marani
a.marani@farelettronica.com

a diodo laser rosso

della puleggia un piattello con fissato lo specchietto che dovrà essere perpendicolare all'asse del motore ma di poco disassato in modo da deflettere il raggio a seconda della rotazione dello specchietto.
In questo modo puntando il raggio sullo specchio rotante, alimentando il motore, lo specchio inizierà a ruotare proiettando il puntino sulle superfici circostanti sempre in posizioni diverse. Avremo, per la percezione di permanenza immagine sulla retina un disegno simile ad un cerchio. Utilizzando due motori in cascata e facendo rimbalzare tra loro il raggio, avremo a seconda delle velocità dei motori, dei sensi di rotazione figure complesse, elissi, stelle o poligonali.

SCHEMA ELETTRICO

Il circuito può funzionare con batterie, dieci pile da 1,5V ministilo in serie tra loro oppure con alimentatore da rete 15Vcc 500mA. Il bassissimo consumo permette l'utilizzo di pile sempre con grande autonomia di esercizio.
L'analisi del circuito è semplice: a valle dei 15V di alimentazione abbiamo il diodo D29 che protegge il circuito da possibili inversioni di polarità ed un condensatore di livellamento, un primo integrato, IC1, regola la tensione a 12Vdc ed alimenta tutto il circuito elettronico, operazionali, contatori e motori ma non il laser.
I contatti in parallelo all'uscita di IC1 sono per una piccola ventola da 12V miniatura, tipo quelle per le CPU dei computer tale da raffreddare il laser se utilizzato continuativamente o se opterete per il modello da 5-7mW.
Un altro integrato porta la tensione di 12V a 3,3V ben stabilizzati per alimentare al meglio il modulo laser adottato. Alcuni moduli laser funzionano a 3,3V, altri a 5V infine i più potenti a 12V. In ogni caso entro il modulo laser c'è un alimentatore speciale che assicura al laser corrente ottimizzata per il massimo rendimento.
Nel caso optaste per il modulo da 5V sostituirete IC6 con un 7805 ed eliminerete R7 e R8. Al posto di R7 salderete un ponticello. Nel caso il modulo fosse a 12V eliminate R7 e R8 ed IC6 e fate un ponticello tra E ed U di IC6.
Trattiamo ora al circuito modulatore scanner che comanda i motori con gli specchi.
Il microfono MIC1, del tipo attivo a FET è alimentato coassialmente al segnale tramite resistore di limitatore R37 e pilota OP1 tramite C11. L'operazionale amplifica il segnale audio e stessa cosa fa OP2 sempre in regime non invertente. OP3, connesso come trigger a soglia, squadra lo stesso rendendolo applicabile al circuito contatore.
OP4 è un oscillatore a bassissima frequenza, questa sezione circuitale permette di variare le figure memorizzate in modo non correlato alla musica.
A seconda della posizione di S2 potremo avere scansione delle figure temporizzata semplice o psichedelica, lenta o veloce. In poche parole il commutatore S2 inserisce o non il trigger audio microfonico al posto dell'oscillatore OP4, inoltre, nella terza posizione, viene posto il resistore R5 in parallelo a R4 accorciando i tempi di cambio della figura, cosa possibile solo nella funzione non musicale.
Il segnale in uscita da questo blocco circuitale giunge al pin 14 di IC4 e, tramite resistore di disaccoppiamento allo stesso pin di IC5.
Per un gioco di connessioni ridondanti che bloccano gli enable di uno o l'altro integrato e la connessione del pin di reset 15 di IC5, connesso al pin 3 di IC4, avremo IC4 che conterà da 1 a 9 mentre IC5 da 1 a 3, solo quando IC4

è disabilitato.
In sintesi potremo contare 9+3 steps, praticamente 12. Dopo il conteggio a uscita 12 si resetta il contatore.
Ad ogni uscita di conteggio, collegheremo resistore di valore appropriato e diodo per bloccare le negative.
Ci servirà una cella diodo resistore per controllare la velocità di MOT1 e un'altra per MOT2, questo per ogni uscita del contatore. Eccetto che per l'uscita 3 di IC4 che, predisposta per il disegno del cerchio semplice, non ha secondo gruppo R/D. Ogni gruppo composto delle due celle diodo resistore giungerà a due BUS comuni che forniranno tensione agli operazionali OP5 e OP6 che a loro volta pilotano, tramite booster bipolare (TR1 e TR2) i motorini.
Per riassumere un poco il funzionamento: i motori sono pilotati tramite i transistori che funzionano a collettore comune per incrementare la corrente disponibile ed erogano la medesima tensione in uscita dai relativi operazionali OP5 e OP6.
I resistori R21 e R30 compongono il lato massa del partitore d'ingresso e le celle di cui sopra il ramo connesso a positivo.
Quando una delle 12 uscite dei contatori è alta avremo passaggio di corrente attraverso il rela-

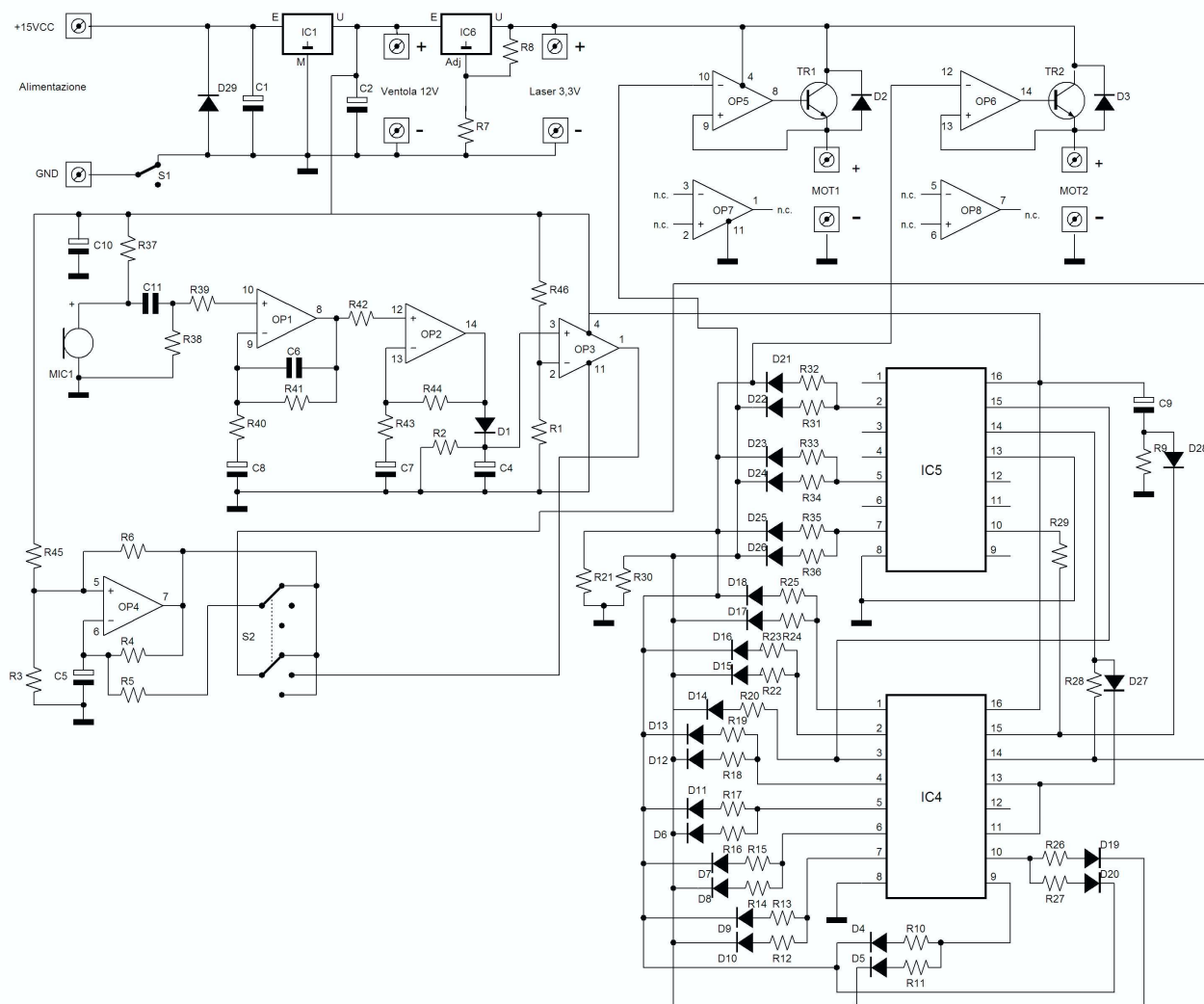



Figura 1 Schema elettrico

Elenco componenti			
Sigla	**Valore**	**Sigla**	**Valore**
R1, R16, R23, R27, R33	22 KΩ 1/4 W	R3, R6, R9, R21, R28, R29, R39, R42, R45	10 KΩ 1/4 W
R2	8,2 KΩ 1/4 W	R44	68 KΩ 1/4 W
R4, R5	220 KΩ 1/4 W	R46	100 KΩ 1/4 W
R7, R25	1,8 KΩ 1/4 W	C1	1000 µF 25 V elettrolitico
R8	1,2 KΩ 1/4 W	C2, C9, C10	100 µF 16 V elettrolitico
R10, R26, R32	27 KΩ 1/4 W	C3	220 nF multistrato
R11, R14	47 KΩ 1/4 W	C4, C5	1 µF 50 V elettrolitico
R12, R13	15 KΩ 1/4 W	C6, C11	100 nF multistrato
R15	1,5 KΩ 1/4 W	C7, C8	47 µF 16 V elettrolitico
R17	1 KΩ 1/4 W	D1 a D28	1N4148
R18, R43	12 KΩ 1/4 W	D29	1N4001
R19	2,7 KΩ 1/4 W	IC1	7812 (TO220)
R20	18 KΩ 1/4 W	IC2, IC3	LM324
R22	180 Ω 1/4 W	IC4, IC5	CD 4017
R24, R38	39 KΩ 1/4 W	IC6	LM317 (TO92)
R31	56 KΩ 1/4 W	TR1, TR2	BC337
R34	6,8 KΩ 1/4 W	MIC1	Microfono Electret FET (2 pin)
R30, R35, R36	4,7 KΩ 1/4 W	MOT1, MOT2	Motorino (vedi testo)
R37	8,2 KΩ 1/4 W	LASER	Diodo laser completo di alimentatore controllato 3,3V (colore rosso)
R40	2,2 KΩ 1/4 W	S1	Deviatore a levetta lineare due vie 2 posizioni
R41	82 KΩ 1/4 W	S2	Deviatore a levetta lineare due vie tre posizioni

tivo resistore e diodo che fornirà tensione all'ingresso dell'operazionale.
Facendo tutte le celle capo ad un unico bus di collegamento (questo succede per ogni gruppo di celle relative ad un motore) avremo in ingresso all'OP valori di tensione differenti a seconda dell'uscita del contatore abilitata. Stessa cosa accade per l'altro motore.
Ad esempio con uscita di contatore 1 alta, i due partitori relativi agli op amp forniranno tensione al motore 1 di 6,5 V e al 2 di 4,7 V. Il disegno sarà ad esempio una stella mentre con uscita 3 alta, il motore 1 avrà ben 9 V e il 2 solo 2,5 V. Si proietterà un'altra figura.
Le tensioni appena indicate sono state fatte a mo' di esempio.
Importante è che ad ogni step del contatore ai motori, ovvero agli operazionali che li pilotano

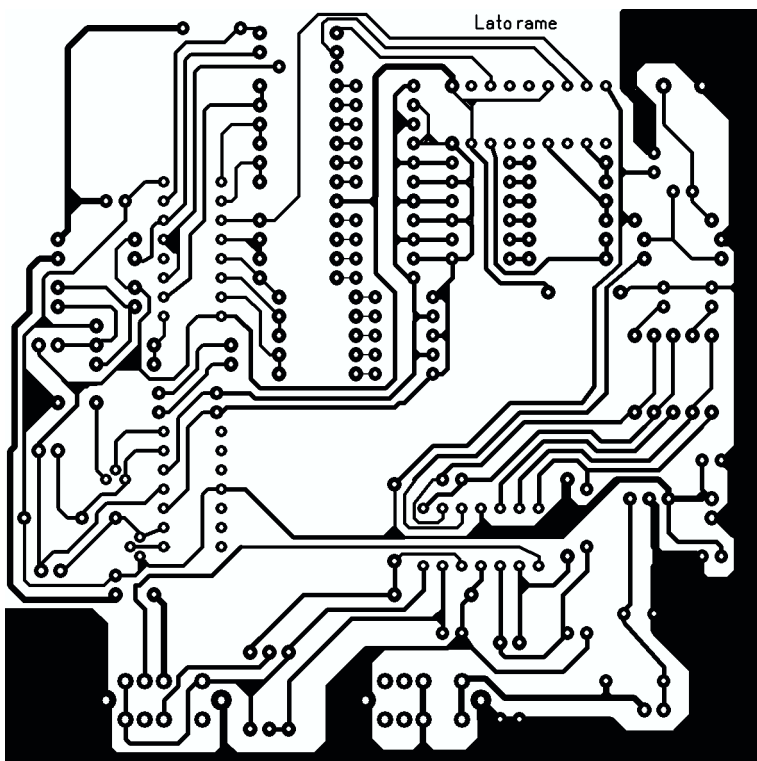



Figura 2 Circuito stampato in scala 1:1 (lato rame)

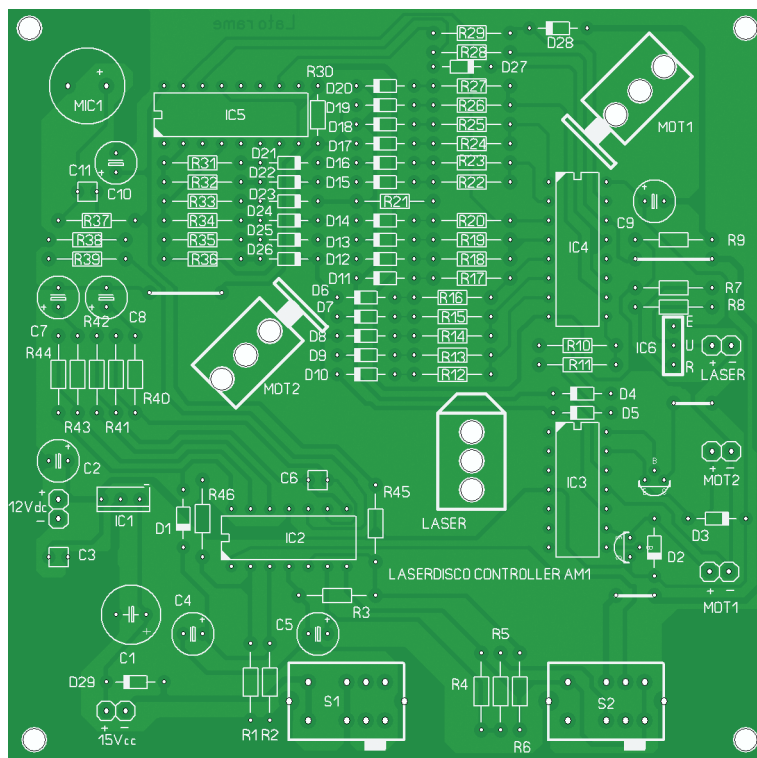



Figura 3 Piano di montaggio

arrivino tensioni differenti e ben determinate.

In questo modo avremo per ogni step una figura differente.

ISTRUZIONI DI MONTAGGIO

La basetta dello scanner è di piccole dimensioni, i componenti benché allineati ordinatamente sono molto vicini quindi si consiglia l'uso di resistori da 1/4W, condensatori elettrolitici miniatura verticali e poliestere multistrato passo 5mm.

Il microfono MIC1 è una capsula Electret FET a due pin diametro 7-8 mm, i commutatori e deviatori sono a levetta lineare 90 gradi microminatura passo 2,54 mm.

La realizzazione del circuito stampato non pone problemi se utilizzerete la tecnica della fotoincisione, nel cui caso fate solo attenzione alla vicinanza delle piste e alla relativa sottigliezza di alcune di queste. Detto ciò, con la basetta sott'occhio, montate per primi i resistori poi i condensatori poliestere.

Effettuate un primo veloce controllo e passate ai diodi, gli elettrolitici quindi i semiconduttori, per primi i circuiti integrati, magari su zoccolo, poi quelli di potenza IC1, IC6.

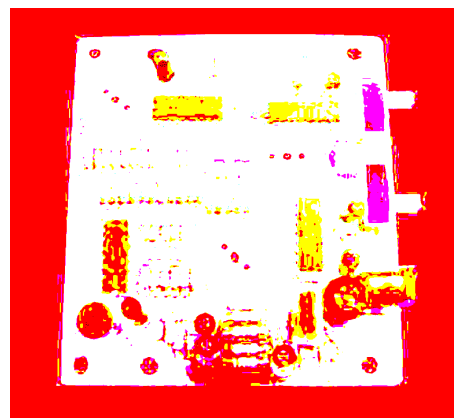



Figura 4 La scheda a montaggio ultimato ma priva del laser e dei motori

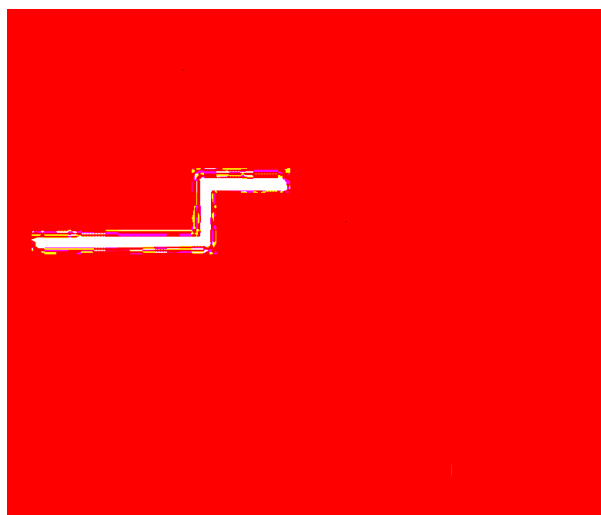



Figura 6 Percorso raggio laser riflesso dagli specchi motorizzati (evidenziato in rosso)

Ultimi di tutti i commutatori ed il microfono.
Dopo aver montato tutto controllate di non essere incorsi nei soliti banali errori, l'inversione di posizione del componente, l'errore di polarità e quanto altro è in agguato.

Ora non resta che prendere tre piccole clip plastiche ferma pila per elementi stilo e fissare su di esse i motori ed il laser, il laser si presenta come un tubetto di alluminio con una estremità dotata di lente foro di uscita del raggio. Alla estremità opposta due fili, uno rosso per il positivo ed uno nero per il negativo.
Fissate allora il proiettore laser sulla clip con un poco di colla termo-fusibile; ponete il diodo con la clip sopra i fori appositi.

Figura 5 Particolare dei motori con specchio e del diodo laser compatto da 5mW

I motorini da utilizzare sono del tipo corrente continua 9-12V privi di controllo elettromeccanico di velocità, basso rumore e con buoni cuscinetti interni (al contrario le figure potrebbero essere tracciate in modo tremolante).
Sugli alberini rotanti dei motori, per la precisione sulla loro puleggia incollerete con cianoacrilato due specchietti (quadrati o rotondi non importa) di circa 2 cm di diametro, o lato, a seconda del tipo scelto, sempre leggermente disassati rispetto l'asse del motore (lo specchio deve essere non proprio perpendicolare al motorino, ma fuori asse di pochi gradi.
Questo disallineamento fa si che la proiezione del puntino a motore in moto si proietti un cerchio. Per avere figure più grandi proiettate molto vicino disasserete maggiormente lo specchietto.
Stessa cosa farete per i due motori, magari uno un poco più dell'altro in modo da avere le figure più particolari.
Fissate i due motori alle clip e queste, con viti, ai fori sulla basetta. Le forature sul circuito stampato sono puramente indicative e differiscono a seconda del tipo di motore adottato, di specchio e di clip.
Basterà asolare un poco i fori per allineare meglio i motori tra loro e far si che il raggio rimbalzi sugli specchi e non sfugga da essi.

COLLAUDO DEL CIRCUITO

Alimentate ed accendete il circuito tramite S1, ponete S2 sulla posizione 1 o 3. I motorini inizieranno a girare ed il laser brillerà.
Allineate i motori in modo che il raggio rifletta dallo specchio 1 al 2 ed in modo che la figura proiettata sia completa.Controllate ora che le figure cambino ogni 4-5 secondi.
Ponete ora S2 sulla posizione di mezzo e le figure non muteranno altro che al vostro parlare, scoccare delle dita o al ritmo della musica.
Qualora, utilizzando un laser abbastanza potente, questo si scaldasse oltremodo raffreddate il diodo con una ventola 12V tipo CPU da computer prelevando tensione dai 12V stabilizzati disponibili sul circuito.
Buon divertimento!

Le so tutte!!!

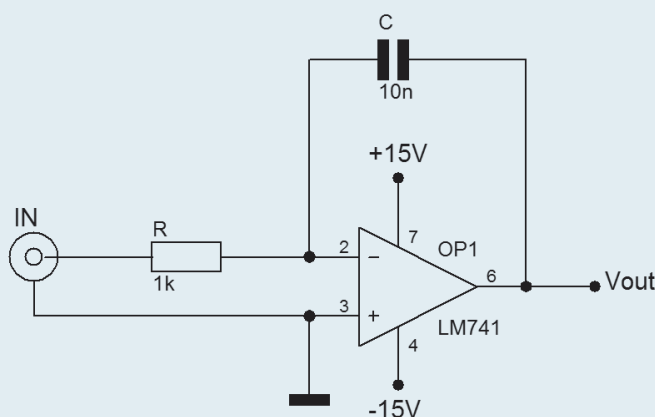
Rispondi correttamente al quiz e parteciperai all'estrazione di un abbonamento omaggio a

ELETTRONICA

Partecipare è semplicissimo:

rispondi al quesito seguendo il regolamento e, se la risposta si rivelerà esatta, parteciperai all'estrazione di un abbonamento omaggio (o al rinnovo qualora fossi già abbonato) a Fare Elettronica. Ogni mese sulle pagine della rivista troverai la soluzione del quesito del mese precedente e il nome del vincitore di uno dei quesiti pubblicati. Per tutti i partecipanti è previsto comunque un coupon del 10% di sconto utilizzabile per un acquisto sullo shop di www.farelettronica.com.

QUESITO codice LST23702

Il filtro passa basso di figura, noto anche come "integratore di Miller", ha una frequenza di taglio di 16KHz ed è realizzato con un amplificatore operazionale LM741 per il quale si può assumere una tensione di offset in ingresso pari a 1mV. Collegando a massa l'ingresso IN, si misura una tensione di uscita di -14V anziché 0V come invece ci si aspetterebbe. Sapreste spiegare il motivo di questo malfunzionamento e dopo quanto tempo dall'alimentazione del circuito l'uscita raggiunge tale valore?

Scadenza: il termine ultimo per rispondere è il 31 Marzo 2005

Regolamento

1) Il quiz è aperto a tutti i lettori.
2) Saranno considerate esclusivamente le risposte pervenute entro la scadenza indicata nel quesito.
3) Inviare la risposta compilando il modulo su www.farelettronica.com/lesotutte oppure via **fax** allo 02/66508225 o tramite **lettera** a Inware Edizioni, via Cadorna 27- 20032 Cormano (MI), citando il codice del quesito.
4) **Indicare nella risposta il tuo nome, cognome, indirizzo, telefono ed eventuale indirizzo email.** Non ci sarà possibile considerare le risposte con **dati mancanti o insufficenti.**

Robofesta
Una guerra

Si è tenuta il 15 Gennaio scorso all'IPSIA "Fascetti" di Pisa la decima edizione della Robofesta: un appuntamento per tutti gli appassionati di robotica di tutta Italia che hanno l'opportunità di far gareggiare i propri robot cimentandosi in varie prove. Fare Elettronica era lì...

Hulk, Explorer, Plutarco, grandi nomi per piccoli gioielli di tecnologia costruiti da appassionati di tutta Italia. Il tappeto di gara (il Dohyo) è un cerchio nero di 77cm di diametro delimitato da una linea bianca. Sul Dohyo una coppia di robot combattono per spingere l'avversario fuori dal ring proprio come avviene nel vero Sumo. "Questa competizione unisce l'utile al dilettevole. Non solo c'è la componente ludica e competitiva, ma vi è anche quella didattica e formativa". Così il Prof. Roas, uno degli organizzatori della robofesta, descrive la manifestazione. "La manifestazione – continua Roas – si inserisce nel progetto europeo Edurobot con l'intento di insegnare la moderna elettronica con la robotica".

Figura 1 Il Dohyo alla robofesta per le gare di minisumo

I PARTECIPANTI

Veri protagonisti della manifestazione, i Robot devono sapere quando si trovano sul Dohyo e devono riconoscere il proprio avversario. Per risolvere il primo problema, vengono dotati di sensori all'infrarosso quindi se riconoscono il colore nero sanno di essere all'interno del ring mentre se riconoscono il colore bianco sapranno di essere sul bordo. Per il riconoscimento dell'avversario le tecniche sono le più svariate: telecamere, sensori ad ultrasuoni o all'infrarosso. Per la categoria minisumo, i robot devono rientrare in un cubo di 10cm di lato e non possono superare i 500g di peso.

LA CLASSIFICA

Ecco la classifica finale della gara di minisumo:
1° Classificato: **NX-01** di Raffaello Borghi
2° Classificato: **Hulk** di Federico Mancini
3° Classificato: **Minisumo1** di Luca Salvatori

Figura 2 I primi tre classificati nella gara di minisumo

di Maurizio Del Corso
m.delcorso@farelettronica.com

all'ultimo robot

GLI EXPLORER

Figura 3 Il campo di gara dei robot Explorer

Oltre alla gara di minisumo, si è tenuta anche la gara dei robot explorer.
Questi robot devono essere in grado di muoversi autonomamente alla ricerca di obiettivi collocati in posizioni fisse e sconosciute all'interno del campo di gara assegnato, individuare gli obiettivi in base a segnali emessi da questi ultimi (luci, suoni, gas) ed evitare gli ostacoli posizionati all'interno del campo di gara.
Ecco i primi tre classificati in questa categoria:

1° Classificato: **Regolino** di Paolo Torda
2° Classificato: **Nonnetto** di Giampaolo Pucci
3° Classificato: **Smoke** di Andrea Di Pietrantonio

I primi classificati di ciascuna categoria, oltre ai premi messi in palio dai vari sponsors, si sono aggiudicati anche un abbonamento a Fare Elettronica.

È FINITA LA FESTA E A PULIRE CI PENSA IL FEBOT!

Parlando di Robot non potevamo certo escludere il nostro Febot! Ecco un'anteprima realizzata dal vincitore della categoria Minisumo che farà la gioia dei single e delle casalinghe. La scheda madre è stata infatti montata su un asse in legno su cui è stato fissato il supporto originale di un famoso panno catturapolvere.

Il Febot muovendosi in giro per la casa provvede a pulire il pavimento raccogliendo polvere e briciole. Agli estremi del supporto per il panno, sono collocati due baffi in modo che il Febot sia in grado di riconoscere ostacoli come ad esempio sedie e tavoli. Sulla parte frontale sono collocati due sensori all'infrarosso in grado di riconoscere una parete quindi il limite della stanza da pulire.
Le ruote? Beh, basta conservare qualche vecchio CD!
Insomma, una grande idea della quale aspettiamo ulteriori dettagli e qualche messa a punto, prima di pubblicare l'intero progetto.

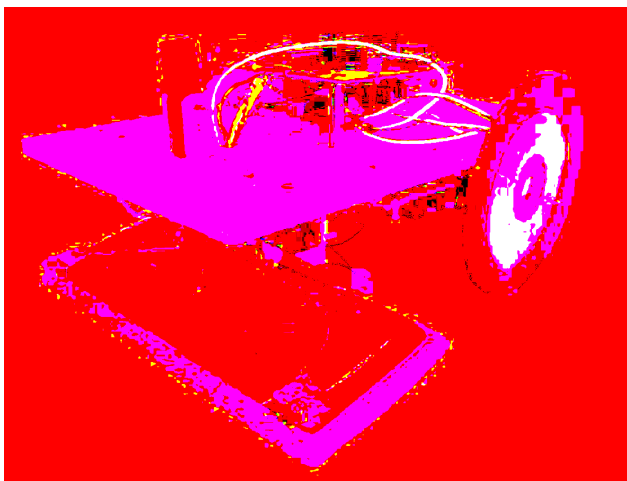



Figura 4 Il Febot-colf

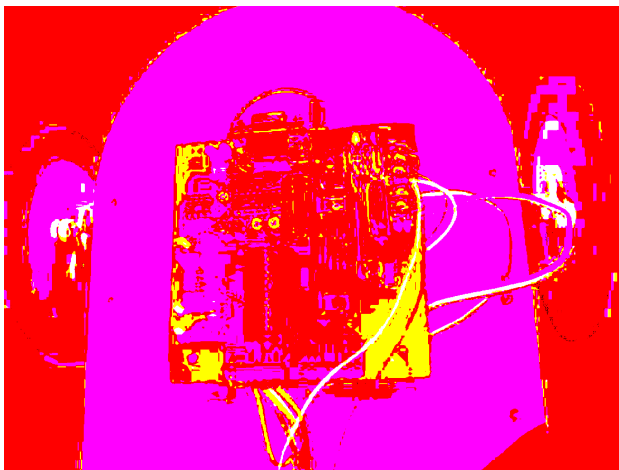



Figura 5 Un particolare della scheda madre

Riflettori su... Fortronic 2005

Fortronic 2005 si aprirà focalizzando l'attenzione sul settore dell'innovazione, divenendo così momento d'incontro per l'electronic community che pensa al proprio futuro.

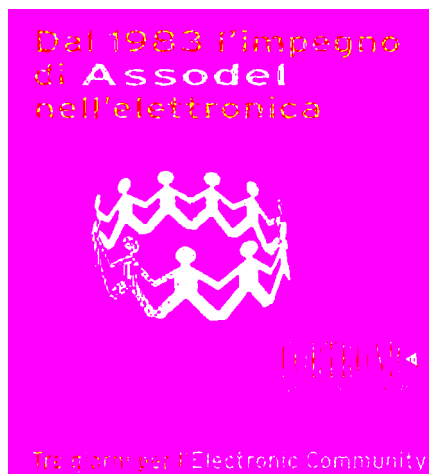
Fortronic - Electronics Forum costituisce fin dal 1983 l'impegno di **Assodel** nell'ambito dell'elettronica, e rappresenta, oggi, l'unica manifestazione nazionale dedicata all'elettronica industriale che si tiene negli anni dispari, realizzata in accordo e con il contributo di tutti i principali attori del settore, Associazioni, Enti, Istituzioni e Imprese, che hanno in Fortronic il loro riferimento di competenze. Fortronic è un evento dedicato a chi produce elettronica nell'offerta completa di componentistica, progettazione, strumentazione, attrezzature e macchine per la produzione elettronica e va inteso come primario motivo d'incontro e di lavoro nel settore, ma anche, con più attenzione, di valutazione ai cambiamenti che condizionano gli obiettivi e le attività di buyer e fornitori. Intervenire sulla supply chain significa saper proporre soluzioni con la competenza di una visione globale, in grado di mettere a fuoco ogni livello industriale che caratterizza le fasi di sviluppo di un prodotto o di un'apparecchiatura fino al suo termine. In quest'ottica la prossima edizione di Fortronic, che si terrà presso la Fiera di Padova, dal 21 al 23 aprile 2005, si articolerà in tre giornate, in cui sarà dato specifico rilievo alle tematiche dell'innovazione, della produzione e della distribuzione, con l'obiettivo di riuscire a coniugare gli interessi di tutti gli attori della "electronic community".

L'AREA PROGETTO INNOVAZIONE

Per mettere in contatto il mondo della ricerca e il sistema delle PMI con l'obiettivo di favorire l'innovazione e la crescita sono pianificate una serie di iniziative organizzate con il supporto di **Assipe**, l'Associazione Italiana della Progettazione Elettronica, da sempre focalizzata sulla promozione delle capacità progettuali nell'elettronica industriale e con il patrocinio di due istituzioni come Veneto Innovazione e il Parco Scientifico e Tecnologico Galileo, entrambe focalizzati sulla promozione dell'innovazione. Università, laboratori, Enti pubblici di ricerca, spin off e progettisti si incontreranno nell'area espositiva "Progetto Innovazione", per mostrare proposte, opportunità e servizi offerti dall'imprenditoria nata nelle Università. Si tratterà di un vero e proprio "Parco Tecnologico" a disposizione dei visitatori, che potranno conoscere le ultime innovazioni del mondo elettronico e le sperimentazioni in corso per trarne interessanti spunti di riflessione per il futuro del settore.

IL WIRELESS PROTAGONISTA

In considerazione del fatto che il networking dei sensori wireless è oggi una delle aree tecnologiche più calde, in grado di impattare diversi settori industriali, nonché di diventare una parte essenzia-

è protagonista l'innovazione

le della nostra vita di tutti i giorni, a Fortronic sarà presente un'area espositiva nella quale, accanto alla presentazione delle nuove tecnologie messe a disposizione dalle aziende, verrà ricostruita una casa "senza fili", per permettere ai visitatori di comprendere quali applicazioni i sensori wireless possono avere nella nostra vita domestica.

Verrà quindi proposto al pubblico un nuovo modello abitativo, dove la casa diventa il luogo in cui si integrano sistemi e servizi complessi: i visitatori di Fortronic potranno sperimentare le nuove possibilità di integrazione tra innovazione tecnologica e modi di abitare e di concepire lo spazio domestico all'interno di una "Casa Intelligente" dove la tecnologia è applicata per garantire la sicurezza, gli accessi e il controllo del consumo di energia. Progettata dall'Ordine degli Architetti della Provincia di Padova vuole essere il punto su cui far convergere le idee progettuali e le tecnologie domotiche d'avanguardia. Accanto all'area espositiva, la giornata sarà l'occasione di una serie di incontri dedicati alle tematiche dell'innovazione. In particolare il convegno sui Sensori Wireless, farà il punto sullo stato dell'arte e sulle tendenze in atto per le reti wireless di sensori: questo momento d'incontro si rivolge a chi, coinvolto nella progettazione e nello sviluppo della sensoristica avanzata, non vuole perdere le opportunità offerte dalle nuove tecnologie.

Durante il convegno verranno esposte al pubblico le tecnologie disponibili o in fase di introduzione, con particolare attenzione alle tecnologie più promettenti, come lo standard Zigbee e Bluetooth. Un altro convegno sarà invece dedicato a ASIC strutturati e FPGA: l'incontro metterà a confronto le due tecnologie, sottolineando gli aspetti di alte prestazioni e costi ridotti contro time to market e flessibilità. La conferenza coinvolgerà esponenti di aziende leader in questo settore, che metteranno a confronto le proprie esperienze con queste tecnologie, realizzando una tavola rotonda di discussione.

Capacità progettuali premiate a Fortronic

È giunto alla sua sesta edizione il Design In Award.
Si terrà nella giornata di giovedì 21 Aprile, in occasione di Fortronic, la manifestazione dedicata all'elettronica industriale che si terrà presso al Fiera di Padova dal 21 al 23 aprile prossimo, un appuntamento ormai tradizionale per il mondo della progettazione elettronica, l'assegnazione del VI Design-in Award, il riconoscimento che Assipe, l'associazione che in Italia riunisce i progettisti elettronici, ha istituito per premiare le capacità progettuali del settore. In questa sua sesta edizione il premio sarà dedicato alle tecnologie dei sensori wireless. Potranno partecipare al concorso i progetti di sistemi innovativi che utilizzino la wireless sensor technology e aventi pertinenza con le applicazioni di trasmissione, domotica, identificazione e sicurezza e automazione industriale. Gli Award saranno assegnati da una giuria composta da esponenti del mondo accademico e imprenditoriale, che valuterà l'elaborato più significativo in termini di innovazione, di qualità e di riproducibilità industriale.

Riflettori su... Filtri attivi, software su CD-ROM

Dalla EUROCOM-PRO è ora disponibile un software su CD-ROM dal titolo eloquente di "Filtri Attivi" che propone una ideale panoramica teorica quanto pratica sui filtri realizzati con circuiti lineari, quali amplificatori operazionali, e circuiti a campionamento ovvero a capacità commutate.

Che il vostro interesse si indirizzi all'audio, all'acquisizione dati, oppure all'elaborazione dei segnali od ancora alle radio & telecomunicazioni, "Filtri Attivi" è in grado di offrire la soluzione che risponda al meglio alle singole esigenze.
Con un percorso dalla semplice comprensione, ma non per questo sacrificando il rigore tecnico, la documentazione inclusa nell'opera inizia con il descrivere le approssimazioni che determinano le risposte dei filtri ideali quali Bessel, Butterworth, Chebychev, Elittici evidenziandone le caratteristiche prima di porre all'attenzione pro e contro delle soluzioni passive ed attive. Dalle premesse teoriche di base si passa agli schemi circuitali dei filtri attivi con amplificatore operazionale nelle diverse configurazioni passa-basso, passa-alto, passa-banda ed elimina-banda per complessità ed ordine crescente fino alle soluzioni che consentono di progettare filtri di elevata selettività e pendenza nella curva di risposta in frequenza. Dai sistemi lineari ai filtri SC si continua con l'analisi dei circuiti a capacità commutate ed all'importante ruolo che il campionamento dei segnali riveste in questa classe di filtri disponibili sul mercato in forma integrata ma che solo una reale comprensione dei meccanismi funzionali consente di utilizzare nelle loro potenzialità. Il confronto e la scelta dei componenti e dei i dispositivi più idonei in relazione al filtro che si desidera realizzare è un aspetto che naturalmente trova il dovuto spazio.

Non secondaria è la presenza nel CD-ROM del programma FILTERCAD per la progettazione dei filtri attivi e pensato per essere un valido aiuto nel sviluppare diverse tipologie di circuiti con un minimo di intervento.
Per tale ragione è uno strumento adatto sia a chi ha già dimestichezza con i filtri grazie all'abilità di verificare velocemente "cosa succede" se si modificano dei parametri od il valore di un componente mentre allo stesso tempo da la possibilità di accedere ad un menu semplificato che ne consente l'immediato utilizzo anche da parte di quanti non sono stati prima coinvolti nel dimensionamento di filtri.

Questo in sintesi quanto offre "Filtri Attivi" agli appassionati quanto ai professionisti.Per una dettagliata descrizione del software ed acquisti contattate la EUROCOM-PRO ai riferimenti:

Telefono 348-3808890
Sito Internet www.eurocom-pro.com

ScuolaRadioElettra da oltre 50 anni

esper

• impianti elettrici resid

• sistemi digitali

Info 800